2e EDITION

Les applications des amplificateurs opérationnels

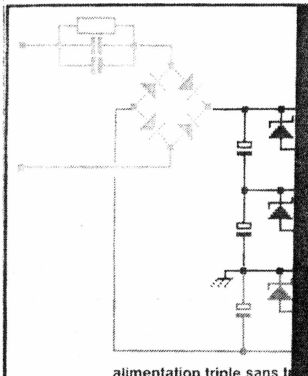
G. Decès

RADIO

J.C. FANTOU

CALCUL PRATIQUE DES CIRCUITS ELECTRONIQUES

1 LES ALIMENTATIONS



alimentation triple sans t

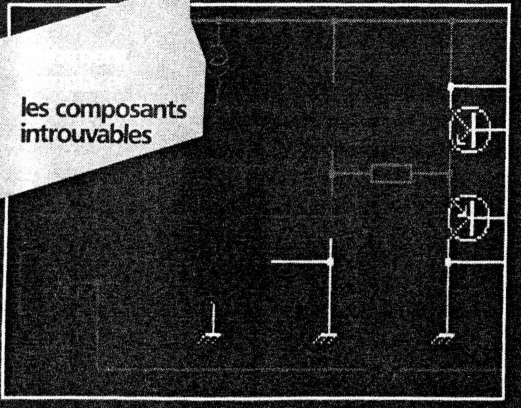
EDITIONS RA

J.C. FANTOU

CALCUL PRATIQUE DES CIRCUITS ELECTRONIQUES

2 AMPLIS DE PUISSANCE

les composants introuvables



ÉDITIONS RADIO

LES APPLICATIONS DES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

A Henri LILEN, ingénieur et journaliste, expert en micro-électronique, mon ami.

a loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation llective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, toute représentation ou reproduction intégrale ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou ses ayants droit ou ayants cause, est illicite » (alinéa 1er de l'article 40). Cette représentation ou production, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les ticles 425 et suivants du Code pénal.

Éditions Radio - Siège social : 17, rue Rémy-Dumoncel - 75014 Paris

© Éditions Radio, Paris
1990

Tous droits de traduction, de reproduction et d'adaptation réservés pour tous pays.

Imprimé en France par Berger-Levrault, Nancy

Dépôt légal : avril 1990
Éditeur nº 1173 - Imprimeur : 745792
I.S.B.N. 2 7091 1084 9

Gérard DECÈS

LES APPLICATIONS DES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

2e édition

ÉDITIONS RADIO

189, RUE SAINT-JACQUES - 75005 PARIS
TEL. (1).43.29.63.70

LISTE DES CHAPITRES

1. L'amplificateur opérationnel 7

2. Les caractéristiques telles qu'on en parle 14

3. Les caractéristiques : de l'idéal à la réalité 27

4. Performances en fréquence 38

5. Montages de base 53

6. Applications à la mesure et l'instrumentation 57

7. Applications aux sommes et aux différences 74

8. Applications aux opérations mathématiques 85

9. Applications en comparateur 101

10. Applications aux générateurs de signaux 114

11. Applications aux filtres 129

12. Applications aux alimentations 136

13. Les applications et la technologie des circuits intégrés 142

Table des matières détaillée 158

CHAPITRE 1

L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

1.1. Qu'est-ce que cela signifie ?

Dans cette expression, deux mots sont associés, deux mots forts, qui font partie du langage courant, mais qui, dans le contexte de l'électronique, recouvrent une réalité *importante* de par le nombre de produits fabriqués et utilisés, *variée* de par le choix étendu proposé par les fabricants de semi-conducteurs, et *centrale* dans toute une branche de l'électronique d'aujourd'hui et de demain.

Quand on tourne le bouton « *volume* » de son poste de radio ou de télévision, le son augmente. Qu'a-t-on fait ? On a augmenté la puissance sonore du poste, on a « amplifié ». Quand le collectionneur de timbres examine les détails d'un spécimen, son œil ne lui permet pas de distinguer le petit signe qui en fait un timbre de grand prix. Il va s'aider d'une loupe qui va grossir le détail particulier recherché. Que fait la loupe ? Elle donne une image virtuelle, agrandie de l'objet regardé ; elle « amplifie ». De même, quand la laborantine examine, à l'aide d'un microscope, un échantillon de sang, elle va agrandir l'image en prenant des oculaires ayant le grossissement adéquat pour identifier distinctement les particules recherchées.

« Augmenter », « agrandir » sont des synonymes d'*amplifier*. Chaque fois, on se sert d'un instrument ou d'un appareil pour changer les dimensions, la taille, la grandeur (ou la hauteur) de quelque chose qui est physique sans pour autant le déformer.

Que signifie « Amplificateur » ? C'est l'instrument, le moyen utilisé pour que le petit devienne grand, que l'inaudible devienne audible, que l'invisible devienne visible, que le confus devienne distinct. L'*amplificateur opérationnel* est un « objet » utilisé en électronique pour augmenter la taille des signaux électriques. Quand il reçoit 1, il sera capable de montrer 10, 100, 1 000 ou plus. Alors pourquoi ne parle-t-on pas tout simplement d'amplificateur de tension, d'amplificateur de courant, puisque tension et courant sont bien des grandeurs qui définissent les signaux électriques ?

Revenons à notre mot *opérationnel,* et essayons de comprendre ce qu'il contient de concret. Tout de suite, le mot *opération* vient à l'esprit avec des exemples pratiques comme addition, soustraction, multiplication et division.

Si la loupe de tout à l'heure grossissait 3 ou 5 fois un objet, elle ne pouvait pas additionner deux objets. L'*amplificateur opérationnel* peut additionner la tension électrique d'une source A à celle d'une source B, ou bien les soustraire. Il travaille sur des signaux de même nature (tension ou courant), il les manipule comme des chiffres suivant des lois bien précises que nous exposerons dans la suite des chapitres.

L'amplificateur opérationnel est un dispositif qui ne fait pas que des additions ou soustractions, mais avec lequel les opérations arithmétiques et mathématiques sont possibles. « Opérationnel » est un mot important qui donne immédiatement l'idée de toutes les applications possibles de cet outil.

1.2. Qu'est-ce que c'est ?

C'est un *circuit intégré,* c'est-à-dire un ensemble de transistors groupés par fonction : par exemple, *circuit d'entrée, alimentation* du circuit d'entrée, *circuit de sortie, alimentation* du circuit de sortie. Tous ces transistors sont gravés sur un petit morceau de silicium de quelques millimètres carrés ; du fait que l'on ne peut pas les séparer les uns des autres, les utiliser les uns sans les autres, on dit que c'est un *circuit monolithique.* Ils font partie intégrante du silicium.

C'est là le côté extraordinaire de ce circuit. Les inventeurs des amplificateurs opérationnels n'ont pas inventé de nouvelles théories mathématiques pour utiliser les transistors. Ils ont appliqué les règles d'association bien connues pour déterminer les éléments nécessaires au bon fonctionnement du circuit d'entrée ou du circuit de sortie. L'invention est dans l'art de réaliser tous ces circuits sur une seule et même pastille de silicium, c'est la technologie. Dans ce domaine, les recherches vont très loin pour améliorer les performances de ces amplificateurs, pour simplifier leur utilisation par les ingénieurs et techniciens.

1.3. Pourquoi a-t-on fait des circuits intégrés ?

L'amplificateur opérationnel existait depuis que les théories de l'électronique ont été mises en œuvre avec des tubes électroniques, ou avec des transistors. Mais pour réaliser l'amplificateur opérationnel aussi proche que possible de l'idéal, il fallait beaucoup de matériel, beaucoup de temps pour le mettre au point et le régler, il prenait beaucoup de place. Donc, l'ingénieur ne le réalisait que là où il était indispensable. Partout ailleurs, il réalisait l'amplificateur ayant les caractéristiques nécessaires avec le minimum de matériel. Si, dans un équipement, on retrouvait plusieurs fois des amplificateurs possédant des caractéristiques voisines, on réalisait un module qui était fabriqué en série.

Avec la technologie *intégrée,* les fonctions répétitives ont pu être facilement optimisées et, donc, l'amplificateur idéal réalisable sous un faible volume. Le schéma électrique était connu, il suffisait de calculer les éléments pour s'approcher de l'idéal et avoir un « module » universel. *Amplificateur basse fréquence, amplificateur continu, amplificateur de sommation,* toutes ces fonctions qui faisaient l'objet de belles questions de cours, de fastidieux problèmes, d'études en laboratoire, les voilà toutes prêtes à l'emploi dans ce boîtier métallique à 8 fils : 2 fils pour les entrées, 2 fils pour l'alimentation,

1 fil pour la sortie, pour le moins. La technologie *circuits intégrés* va fabriquer en séries de plusieurs millions par an ces amplificateurs prêts à l'emploi, très simples à utiliser dans les équipements électroniques, et très économiques.

Avec le transistor au silicium, l'électronique devenait encore plus mystérieuse, plus légère ; avec l'amplificateur opérationnel, l'électronique pourra s'introduire partout, même là où il n'y a pas de place (branche de lunettes), là où il fait très chaud (200° sur une tête de puits de pétrole)... Les ingénieurs disposent aujourd'hui d'un outil merveilleux qui va leur faire gagner un temps d'études extrêmement grand et ainsi aborder plus facilement des fonctions très complexes en conservant les qualités de l'électronique : faible volume, faible poids, économie d'énergie. L'amplificateur opérationnel, c'est 15 transistors dans le volume d'un seul, au moins.

1.4. Qu'est-ce qui existe ?

L'idéal n'existant pas, il y a des compromis entre *le possible* et *le nécessaire*. Nous ne ferons pas la liste de tous les amplificateurs opérationnels existant dans les catalogues de tous les fabricants de semi-conducteurs, car il faudrait un livre (*). Mais nous pouvons citer les plus populaires.

Sans remonter au déluge, nous citerons l'ancêtre 709, né en 1965, qui demandait d'être utilisé avec des réseaux extérieurs pour l'adapter et le protéger ; puis vint le 101 A, amplificateur protégé, d'usage professionnel et, au début de l'année 1969, on introduisit le 741, amplificateur protégé, stabilisé, le modèle le plus simple à utiliser et d'usage universel. Après, les technologies vont chercher à pousser de plus en plus loin les limites du possible dans la perfection, dans la satisfaction des besoins de circuits tout fait pour l'électronique.

Parallèlement, il ne faut pas oublier que les circuits *digitaux* (ou *numériques*) connaissent un essor exceptionnel, que toutes les semaines un circuit intégré nouveau est inventé, c'est-à-dire qu'une fonction numérique connue est réalisée dans cette technique intégrée et donc ce que l'on faisait avec 4 boîtiers au début de l'année, on le fera avec un seul boîtier à la fin de la même année : 5 bascules flip-flop en un boîtier au lieu de 4 ; pour compter de 1 à 10, un boîtier... pour en rester à des exemples élémentaires.

Pour ne pas rester en retard, on inventa des amplificateurs doubles (deux dans un même boîtier), des quadruples (quatre dans un même boîtier). Et puis, pour faire une alimentation régulée, l'ingénieur utilisait un amplificateur opérationnel comme élément de base ; alors naquit le *régulateur de tension* qui comprenait, bien sûr, l'amplificateur opérationnel, mais aussi la tension de référence et le circuit de moyenne puissance. Ainsi la porte était ouverte pour que l'inventeur d'amplificateur opérationnel grignote ce qui était associé à cet outil universel pour faire une fonction complexe et répétitive. D'où une nouvelle génération de circuits spécialisés dont le débouché le plus important sera les télécommunications, les postes de radio, de télévision... Aujourd'hui, l'ordinateur est bien réalisé sur un petit morceau de silicium et tient dans le volume d'une montre !

(*) — Le livre existe : c'est le « Répertoire mondial des amplificateurs opérationnels intégrés », par E. Touret et H. Lilen, à la SECF-Editions Radio.

1.5. Comment les classer ?

Devant cette prolifération et cette variété d'amplificateurs opérationnels qui se perfectionnent d'année en année, l'utilisateur peut être quelque peu perdu et se laisser influencer par la dernière publicité ou la dernière nouveauté et ainsi, choisir un modèle trop performant pour certaines caractéristiques, trop cher, pas assez proche de son utilisation.

1.5.1. La précision

Alors, avec ce que nous savons, faisons un classement. Quand on fait une opération, l'erreur n'est pas admise ; il faut être précis, rigoureux. Ce sera notre première catégorie : les amplificateurs opérationnels de *précision.* Remarquons tout de suite que dans la *précision,* il y a une *graduation.* De même que l'on dit 1 %, 1 ‰, il y aura des amplificateurs plus ou moins précis. Donc, la précision de l'opération effectuée sera un critère de choix et un mode de classement. Comment reconnaître l'amplificateur opérationnel ? En fait, on ne parle pas d'amplificateur à 1 % ou à 1 ‰, mais une caractéristique permet d'estimer la précision ; c'est le *courant d'entrée consommé* par l'amplificateur.

1.5.2. La puissance

Au début de ce chapitre, nous parlions du geste que l'on fait pour augmenter le volume sonore émis par un poste de radio. Dans ce contexte, certains parlent de « puissance ». Sans entrer dans les différentes notions de puissance électrique, acoustique ou lumineuse, on peut parler de la *puissance* d'un amplificateur opérationnel, c'est-à-dire *ce que peut fournir comme énergie l'amplificateur au dispositif qu'il va commander.* Le résultat de notre opération sert à quelque chose : il faudra alimenter un relais, une lampe, un affichage lumineux. De combien de watts peut-on disposer avec ce circuit intégré ? Là encore, le langage habituel déconcerte un peu l'utilisateur car la caractéristique qui définit cette possibilité de puissance est le *courant de sortie maximum,* ou encore la *tension maximale disponible* aux bornes d'une résistance d'une certaine valeur. Nous aurons une deuxième catégorie et un second critère de choix : le *courant maximum qui peut sortir* de l'amplificateur.

1.5.3. La fréquence

Nous avons dit que l'amplificateur opérationnel à circuit intégré était *universel,* c'est-à-dire que l'on doit pouvoir s'en servir dans tous les domaines de l'électronique. Or, l'électronique va du continu, de la fréquence 0, à la fréquence la plus élevée possible. Et il peut faire tout cela ? Non, car les techniques ne sont pas identiques dans un si large domaine : 0 à 20 000 millions de hertz. Notre œil, aussi précis soit-il, ne voit pas tout le spectre de la lumière : il ne peut pas déceler l'infra-rouge et l'ultra-violet. Il est très adapté dans le domaine du visible ; pour le reste, il faut recourir à des appareils spéciaux. Et bien, l'amplificateur opérationnel ne voit pas l'ultra-violet, il ne transmet pas des fréquences trop élevées. On pourra les classer en fonction de la *largeur du domaine de fréquence transmis : la bande passante.* Ainsi, on aura les amplificateurs qui seront adaptés pour travailler de la fréquence 0 à une fréquence élevée (1 million de hertz), puis ceux qui pourront passer des fréquences supérieures, puis ceux qui seront spécialisés dans une certaine bande de fréquence.

A l'intérieur de ces catégories, il y a des variantes que l'on peut encore classer. En effet, les inventeurs ont visé un emploi *universel* et *facile* pour tous. Les problèmes de fréquence, ce sont un peu des cas particuliers. Alors, les inventeurs ont fait des amplificateurs pour lesquels ces problèmes de fréquence sont réglés d'avance : il n'y a pas à s'en préoccuper. On dit que *l'amplificateur est compensé en fréquence :* il passe les « graves » et les « aiguës » sans problème, sans ajouter un élément, un composant extérieur. Pour les techniciens qui ont des problèmes spécifiques, les modèles « *non compensés en fréquence* » seront les bienvenus car ils pourront adapter, ajuster par un composant extérieur le circuit intégré à leurs fréquences de travail.

1.5.4. La protection

Universel peut vouloir dire que n'importe qui peut s'en servir après avoir lu la notice d'emploi. Un circuit aussi petit, dans lequel il y a tant de transistors, de technique, de richesse, n'est-ce pas fragile ? Les erreurs de manipulation, de calcul, de savoir-faire peuvent conduire au désastre. Dans certains cas, il faut penser à la sécurité : un circuit électronique qui doit signaler la présence d'un incendie ne peut pas être la cause même de cet incendie. *Est-il protégé ?*

La protection doit se situer tant à *l'entrée* où l'on va brancher un appareil, qu'à *la sortie* où l'on va relier le système à commander. A l'entrée, il faut le protéger contre les courts-circuits, les tensions trop élevées, les courants trop forts. A la sortie, il faut qu'il possède des dispositifs contre les courts-circuits, les surcharges : il est fait pour sortir un courant de 1 A, il ne faut pas que, par erreur, il soit obligé de fournir 10 A, sinon il fondra comme un fusible.

Les inventeurs des amplificateurs opérationnels à circuit intégré ont trouvé les moyens de protéger l'entrée et la sortie par des systèmes plus ou moins élaborés, plus ou moins abrupts.

Ainsi, en sortie, ils ont inventé un système qui limite le courant quand le circuit intégré atteint une certaine température de fonctionnement. C'est très astucieux, mais si la température est atteinte par un phénomène extérieur au circuit intégré, celui-ci s'arrête automatiquement de fonctionner. A cet avantage est donc associé un petit problème dans certaines utilisations où l'on rencontre des températures élevées.

1.5.5. Alimentation

Les amplificateurs opérationnels ne fonctionnent pas à partir du secteur 220 V alternatifs. Ils ont besoin d'une alimentation en courant continu basse tension. Faut-il un fort courant ? Oui, si l'on veut que l'amplificateur sorte de la puissance ; non, si l'on travaille à faible courant. Mais il n'y a pas que cet aspect. Il faut, pour certains, des sources différentes de tension, c'est-à-dire une source pour le « *plus* », et une source pour le « *moins* ». On dit alors que c'est un *amplificateur bi-tension,* il faut deux tensions d'alimentation : +9 V et −9 V, par exemple, en plus du commun.

Mais pour les autres ? Dans un souci de simplification, certains modèles d'amplificateurs fonctionnent directement avec une seule source de 5 V : on branche une borne à un fil « +Alimentation » de l'amplificateur, et l'autre borne au fil « Masse ». On dit que c'est un *amplificateur mono-tension.*

En fonction du nombre de sources disponibles, on pourra choisir le modèle à utiliser dans l'une ou l'autre catégorie. Mais l'on peut encore préci-

ser le choix en tenant compte d'un autre paramètre : la *durée des piles,* si l'amplificateur opérationnel est alimenté par une telle source d'énergie (appareils portatifs, prothèses auditives, stimulateurs cardiaques...). Si l'on travaille à faible courant, c'est-à-dire que l'amplificateur reçoit des signaux faibles et qu'il fournit très peu de courant, on pourra choisir un modèle à *faible consommation de courant ;* ainsi les piles pourront durer plus longtemps. Nous verrons plus loin pourquoi un amplificateur opérationnel, même au repos (sans signal à l'entrée) consomme de l'énergie. Dans certaines applications, il faudra rechercher le modèle qui consomme le moins d'énergie pour ne pas être obligé de changer les piles trop souvent, ou tout simplement afin de réduire le volume de l'alimentation et... son prix.

Tableau 1. — Les grandes caractéristiques des amplificateurs opérationnels : relation entre le paramètre réel et l'exigence de l'utilisateur.

Paramètre	*Précision*	*Puissance*	*Fréquence*	*Protection*	*Alimentation*
Courant d'entrée	Univoque			x	
Courant de sortie		Univoque	x	x	
Bande passante	x	x	x		
Compensé			Univoque		
Non-compensé	x		Univoque		
Protection entrée				Univoque	
Protection sortie				Univoque	
Double alimentation	x				x
Simple alimentation					x
Faible consommation		x	x		x

1.6. En résumé

L'amplificateur opérationnel que nous allons étudier est un *circuit intégré* destiné à un usage *universel,* qui est capable d'effectuer *des opérations* sur des tensions ou des courants électriques de valeur faible ou moyenne, qui fonctionne suivant des lois simples mais qu'il faut connaître et appliquer avec soin. Grâce aux techniques de l'intégration sur silicium, ce produit existe avec des performances, des conditions d'utilisation extrêmement variées ; ce qui fait qu'il existe des catégories d'amplificateur, des familles et des sous-familles très nombreuses. Le tableau 1 essaie de dresser un premier canevas pour classer les différents modèles d'amplificateur existant : en regard des cinq grandes

exigences de l'utilisateur, nous avons mis les paramètres concernés. Nous avons indiqué le caractère *univoque* de la relation entre le paramètre et l'exigence, et par une croix *(x)* l'interconnexion multiple entre une exigence et un paramètre. L'on voit déjà que, dans beaucoup d'applications, l'idéal ne sera pas atteint, mais que tout le savoir-faire du technicien consistera à réaliser le meilleur compromis, à l'aide des notions que nous allons développer.

CHAPITRE 2

LES CARACTÉRISTIQUES TELLES QU'ON EN PARLE

2.1. Qu'y a-t-il à l'entrée de l'amplificateur opérationnel ?

Quand on relie la broche marquée « entrée » de l'amplificateur au dispositif extérieur qui fournit le signal à amplifier, on applique ce signal à la base d'un transistor. Le passage d'un courant dans un transistor nécessite la création d'une concentration de porteurs dans la base. L'effet transistor est en effet caractérisé par l'injection de porteurs de charge dans la base ; ceux-ci se dirigent vers le collecteur suivant un processus de diffusion et le courant qui traverse le transistor est un *courant de diffusion* proportionnel à cette concentration. Il y a un coefficient qui relie la variation de courant base et la variation de courant collecteur correspondante : il s'agit du *gain en courant.*

Faisons un rapide rappel. Etudions le montage de la figure 2.1. ; la loi des nœuds de courant, appliquée au montage, donne :

$$\Delta I_c + \Delta I_b = \Delta I_e \qquad (1)$$

ou

$$\Delta I_b = \Delta I_e - \Delta I_c \qquad (2)$$

Le gain encourant est :

$$\frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} = \beta \text{ ou } h_{FE}$$

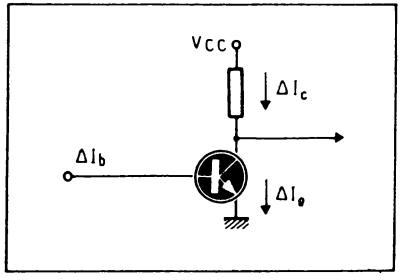


Fig. 2.1. — Montage émetteur commun.

Sa valeur dépend du point de fonctionnement, c'est-à-dire du courant qui traverse le transistor, mais aussi varie d'un type de transistor à un autre, c'est-à-dire qu'elle dépend de sa géométrie, de la largeur de la jonction base.

Ce courant base est appelé « *courant de polarisation d'entrée* » pour l'amplificateur opérationnel. Selon les types d'amplificateur, sa valeur sera comprise entre quelques dizaines de picoampères à quelques centaines de nanoampères. Cette différence s'explique par le choix des transistors utilisés pour l'étage d'entrée — transistor à gain moyen (100) ou super-béta (1000 à 3000) — et par la technologie de fabrication.

Mais pourquoi rechercher des courants d'entrée faibles ? Quel est l'intérêt de cette caractéristique ? Il est facile de voir que si nous avons à amplifier un signal fourni par un dispositif qui n'est pas capable d'injecter beaucoup de courant dans la base, nous ne pourrons pas utiliser un amplificateur qui exige un fort courant d'entrée. On pourra dire qu'ils ne sont pas compatibles. De plus, la liaison entre la source extérieure et l'amplificateur n'est pas directe, il y a une résistance qui fait partie du réseau « opérationnel » de l'amplificateur. Ce courant d'entrée va créer une chute de potentiel aux bornes de la résistance, qui va introduire un *terme d'erreur* dans l'opération effectuée.

A l'entrée de l'amplificateur opérationnel, il y a donc la base d'un transistor. Si l'on définit un courant d'entrée, on peut définir aussi une impédance d'entrée. Pour le transistor, elle s'exprime par :

$$R_i = \frac{\Delta V_b}{\Delta I_b} \text{ (en montage émetteur commun)}$$

Peut-on l'exprimer pareillement pour l'amplificateur opérationnel ? Non, car nous ne sommes pas en émetteur commun, mais en *montage différentiel.*

2.2. Qu'est-ce qu'un montage différentiel ?

Un montage différentiel est celui qui n'amplifie que *la différence* des signaux appliqués respectivement sur l'entrée « inverseuse » (repérée par le signe −) et sur l'entrée non-inverseuse (repérée par le signe +).

Un étage différentiel est composé de deux amplificateurs émetteur-commun, comme décrit sur la figure 2.2. Analysons comment le signal est amplifié.

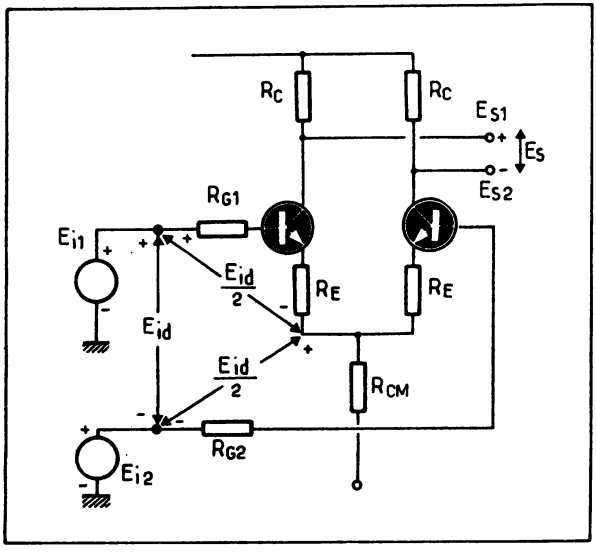


Fig. 2.2. — Montage différentiel à deux transistors bipolaires.

Le signal différentiel E_{id} est appliqué aux deux résistances d'entrée R_{G1}, R_{G2}, aux jonctions base-émetteur et aux résistances émetteurs RE des 2 transistors. Si les résistances sont d'égale valeur et si les caractéristiques des transistors sont identiques, la moitié du signal E_{id} (repérée $E_{id/2}$) est appliquée à chaque moitié du circuit. Les variations de courant dans les émetteurs des transistors, seront égales et de sens opposé, faisant en sorte que le courant total de l'étage traversant la résistance de polarisation R_{CM} reste constant. Les courants collecteurs varient et produisent des tensions de sortie égales et de signes opposés E_{S1} et E_{S2} ; le signal de sortie de l'étage différentiel est Es. Si A_1 est le gain en tension du transistor Q_1 et A_2 celui du transistor Q_2, on a l'équation suivante :

$$\frac{Eid}{2} A_1 - \frac{-Eid}{2} A_2 = E_{S1} - E_{S2} = E_S$$

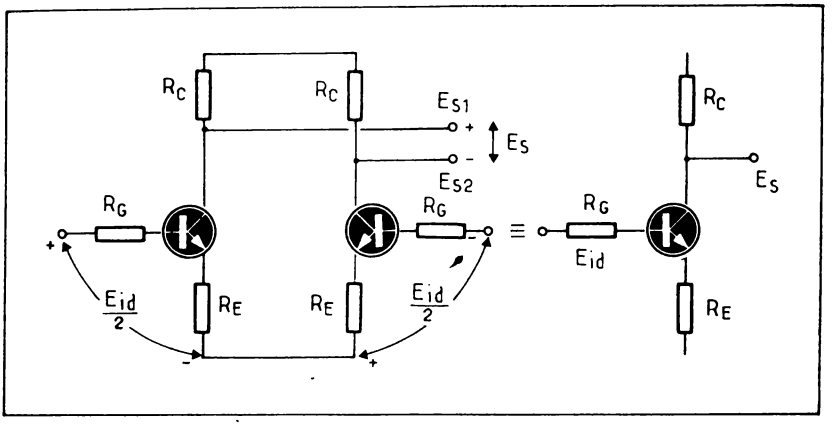


Fig. 2.3. — Montage différentiel : cas où les éléments sont égaux deux à deux.

Si $A_1 = A_2$, le gain différentiel sera (fig. 2.3) :

$$A = A_1 = \frac{E_S}{E_{id}}$$

L'équation du gain est, de façon simplifiée :

$$A_o = \frac{-R_c}{R_E + R_{G/\beta}} \text{ (de 10 à 100)}$$

L'impédance d'entrée différentielle est :

$$R_I = 2\beta R_E \text{ si } R_c \ll r_c/\beta$$

si R_c est très faible devant 1 mégohm (le courant collecteur est de l'ordre de 30 μA), ou devant 100 kΩ (le courant collecteur est de l'ordre de 1 mA)

Quand la résistance collecteur a une valeur voisine de celle citée plus haut, la résistance d'entrée R_I diminue par le fait de la contre-réaction de la résistance collecteur r_c.

$$R_I = 2\beta R_E \times \frac{R_c + r_c}{\beta R_c + r_c}$$

Note : r_c est un paramètre *intrinsèque* du transistor.

Pour construire un bon amplificateur différentiel, il faudra calculer avec soin les valeurs des résistances et compliquer un peu le schéma pour que cet amplificateur soit l'étage d'entrée idéal d'un amplificateur opérationnel (*). Par exemple la valeur du courant collecteur sera choisie de telle sorte que celle du courant de polarisation d'entrée soit faible, tout en fournissant le courant de sortie nécessaire avec la vitesse voulue. Courant de polarisation et courant base du transistor sont directement proportionnels au courant collecteur. Le passage de ce courant dans les résistances de liaison avec les sources extérieures, si elles ne sont pas rigoureusement égales, crée une tension d'erreur d'entrée.

2.3. Là où les erreurs commencent...

Dans la description du fonctionnement de l'étage différentiel, nous avons supposé que tous les éléments étaient égaux deux à deux : les deux résistances R_c, les deux résistances R_E, les deux gains des transistors, les jonctions base-émetteur...

2.3.1. La tension de décalage

La tension de sortie au repos d'un étage différentiel est définie pour 0 volt entre les bornes de sortie. Comme les éléments ne sont pas égaux, il faut qu'il y ait une tension qui va ré-équilibrer le système, et donc forcer la tension de sortie à être égale à 0. Cette tension s'appelle la *tension de décalage à l'entrée,* ou *tension d'offset ;* elle agit comme un signal d'entrée : $V_{DI} = V_{BE1} - V_{BE2}$. Sa valeur est de l'ordre de 1 millivolt. Elle est aussi faible parce que les transistors sont fabriqués en même temps et côte à côte dans les circuits intégrés.

Cette tension de décalage varie avec la température. Pour un transistor, le coefficient moyen de variation est de 2,2 mV/°C. Pour un étage différentiel, la dérive de la tension de décalage s'exprime par

$$\frac{\Delta V_{DI}}{dT} = \frac{dV_{BE1}}{dT} - \frac{dV_{BE2}}{dT} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{T}$$

Sa valeur est approximativement de 3,3 μV/°C par millivolt mesuré à 25 °C. Si l'on a un amplificateur ayant 2 mV de tension de décalage, celle-ci variera de 6,6 μV/°C, c'est-à-dire qu'à 125 °C, cette tension sera de 2,66 mV. Inversement, si l'on veut un amplificateur avec une dérive de 1 μV/°C, il devra avoir une tension de décalage de 0,3 mV à 25 °C.

2.3.2. Le courant de décalage

Les courants base des transistors ne sont pas égaux. L'écart entre eux s'appelle le *courant de décalage,* car chaque courant base traverse la résistance de liaison avec la source extérieure. Si les résistances sont égales, ce courant de décalage va créer une tension d'erreur d'entrée différentielle.

$$R_{G1} I_{B1} - R_{G2} I_{B2} = 0$$

Avec $R_{G1} = R_{G2}$, on a :

$$R_{G1} (I_{B1} - I_{B2}) = R_{G1} I_{DI}$$

On peut expliquer cette différence par une différence entre les gains des transistors. En effet, on a $I_B = I_C/\beta$. Pour des courants collecteurs égaux, on a :

$$I_{DI} = \frac{(\beta_2 - \beta_1) I_C}{\beta_1 \times \beta_2}$$

Sa valeur est comprise entre 0,1 et 500 nA. Mais elle varie en température à cause de deux facteurs physiques : coefficients de température inégaux pour les gains, courants de polarisation inégaux. Pour des températures supérieures à 25 °C, elle décroît de 0,5 % par degré ; pour des températures inférieures à 25 °C, elle croît de 1,5 % par degré.

Les écarts entre les résistances R_C, ou les résistances R_E introduisent des erreurs négligeables par rapport à celles que nous venons de décrire. Nous étudierons leurs effets dans le chapitre 3, après avoir défini le fonctionnement en mode commun.

2.4. Le courant de sortie

L'amplificateur opérationnel est fait pour fournir le signal, l'information qu'il a élaboré, à un dispositif d'utilisation. On additionne deux signaux et le résultat est affiché sur un voltmètre, ou bien le signal amplifié actionnera une servo-commande électrique. De quelle intensité, de quel courant peut-on disposer en sortie de l'amplificateur ?

Le courant disponible est fonction du type d'amplificateur et aussi de la source qui l'alimente. En effet, avec une alimentation qui débite 100 milliampères, l'amplificateur ne pourra pas fournir davantage.

Considérons le schéma de la figure 2.4 qui représente un étage de sortie de type émetteur-suiveur en classe A. On remarque que seul, un courant de sens positif, I_o, peut être fourni par ce circuit, et que sa valeur est limitée par la source d'alimentation et la valeur de R_E. Il n'y a pas de courant négatif : c'est-à-dire que l'on ne pourra pas avoir de signal de forme sinusoïdale, mais seulement des alternances d'une seule polarité.

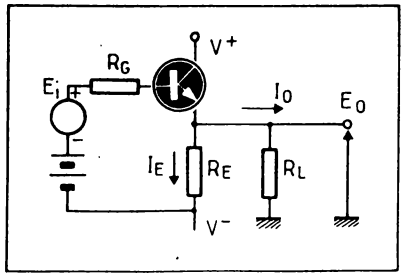


Fig. 2.4. — Etage de sortie de type émetteur-suiveur, classe A.

L'amplificateur opérationnel étant un produit d'usage universel, il faut qu'il soit capable de fournir un courant dans n'importe quel sens, positif ou négatif. D'où le schéma de la figure 2.5. Si l'on prend deux transistors, il faut que l'un conduise immédiatement après que l'autre soit bloqué, c'est-à-dire qu'il n'y ait pas d'interruption dans la forme du signal, qu'il n'y ait pas de distorsion comme montré sur la figure 2.6 : il y a une petite zone de $\pm 0{,}5$ V dans laquelle aucun des transistors n'est conducteur.

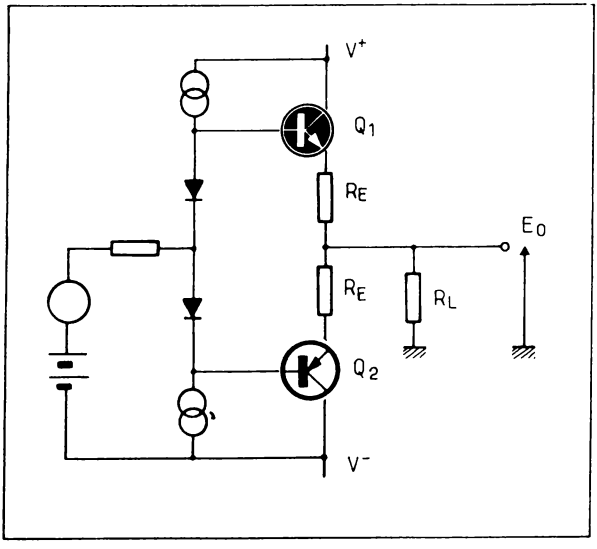


Fig. 2.5. — Etage de sortie à émetteur-suiveur polarisé en classe AB.

Si le schéma de la figure 2.5 est satisfaisant pour la qualité du signal fourni par l'amplificateur opérationnel, tout n'est pas permis pour autant. Dans un circuit intégré, tout est miniaturisé et il sera difficile d'avoir des niveaux élevés de tension et de courant en même temps. Si l'on veut des fortes tensions, on peut mettre en série avec le transistor Q_1 un autre transistor, et aussi avec le transistor Q_2. Dans ce cas, on pourra disposer de tension allant jusqu'à ± 30 V. Si l'on veut des forts courants, on peut mettre en parallèle sur

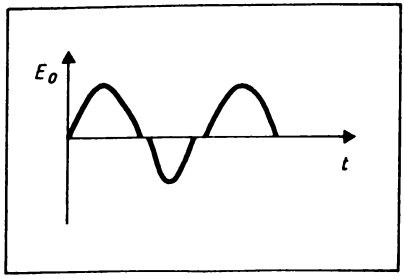


Fig. 2.6. — Distorsion d'un signal sinusoïdal par un étage de sortie polarisé en classe B.

l'étage Q_1/Q_2 un ou deux autres étages. Ainsi on pourra débiter jusqu'à un ampère.

Toutes ces performances se trouvent dans la liste des performances des amplificateurs opérationnels sous le nom « Dynamique de tension de sortie », ou « Courant de sortie ». La dynamique de tension de sortie définit la tension maximale disponible aux bornes d'une résistance (charge) donnée : par exemple tel amplificateur délivrera une tension de ± 10 V aux bornes d'une résistance de 2 kΩ, soit ± 5 mA, ou bien ± 10 V sous 10 ohms, soit 1 A.

Autre caractéristique de l'étage de sortie que l'on recherche, c'est la protection contre les courts-circuits, les surintensités. En effet, il serait trop bête de mettre en panne tout un équipement par une erreur de manipulation. Alors, les inventeurs des amplificateurs opérationnels ont disposé dans l'étage de sortie des éléments qui limitent le courant à une valeur compatible avec la dimension des transistors, la capacité à évacuer les calories offerte par le boîtier. La valeur du courant limité dépend des conditions de fonctionnement : *température ambiante, résistance de charge.* On utilisera soit des résistances, soit des transistors pour écrêter, soit une combinaison des deux. Mais le meilleur moyen est de déclencher le dispositif de limitation quand la température de jonction (ou du silicium) atteint une certaine valeur (150 °C). Ainsi, quelle que soit la cause (charge trop faible, erreur d'utilisation, fausse manipulation, mauvais montage, radiateur insuffisant, température ambiante excessive) qui oblige le silicium à atteindre 150 °C, l'amplificateur s'arrête de fonctionner et se refroidit. Si la panne persiste, on constatera un effet de marche-arrêt, débit-non débit, et ce jusqu'à ce que le technicien situe le défaut. Ceci s'appelle *la protection thermique.*

Dans le cas des limitations par résistances ou transistors d'écrêtage, l'utilisateur constatera, pour une surcharge, une diminution de l'amplitude du signal due au dispositif de limitation qui va augmenter l'impédance de sortie de l'amplificateur opérationnel. La panne ou le défaut sera plus long à être détectée, l'amplificateur peut ne pas chauffer anormalement ; en effet, le courant est limité à une valeur égale ou inférieure à la valeur maximale autorisée.

Pour utiliser au mieux les possibilités de l'étage de sortie, il faut lire la notice du fabricant pour connaître quelle est la charge maximale que l'on peut brancher à la sortie. Dans la plupart des cas, il faut une charge supérieure à 2 kΩ. Si l'application définit une charge inférieure, il faudra choisir un amplificateur opérationnel de moyenne (30 à 100 mA, soit 100 Ω) ou de haute puissance (1 à 5 A, soit 4 Ω). Pour des courants plus élevés, il faudra réaliser un étage supplémentaire extérieur qui sera composé, en général, de deux transistors montés en symétrie complémentaire.

2.5. La bande passante

Ceci revient à se poser la question : *de quelle fréquence à quelle autre fréquence peut-on utiliser l'amplificateur opérationnel ?* Par exemple, le signal fourni par la source, le capteur, va de 10 hertz à 20 000. L'amplificateur est-il capable de « passer » toutes ces fréquences sans dégradation, sans distorsion ?

Les notices des fabricants contiennent des courbes de réponse typique, mais elles peuvent être difficiles à interpréter. Il y a deux cas à analyser.

2.5.1. Les petits signaux

Considérons le cas où le signal à amplifier est de faible amplitude (inférieure à 1 V). Ce signal va être amplifié par les différents étages de l'amplificateur opérationnel : le premier étage est un amplificateur différentiel, le second un amplificateur de tension, le troisième un étage d'adaptation. A chaque interface, la capacité d'entrée de l'un avec l'impédance de sortie du précédent va déterminer une constante de temps, *une fréquence de coupure.* On veut des étages à grand gain, donc il faut des charges collecteurs élevées, donc les impédances de sortie ne sont pas de valeur négligeable. La capacité collecteur-base du transistor d'entrée existe par construction (son effet de diminuer la fréquence haute à passer s'appelle l'effet *Miller*). Les différents étages se comportent un peu comme si on avait mis bout à bout des cellules RC, passe-bas (qui passent les fréquences inférieures à une certaine fréquence appelée *fréquence de coupure*). On peut en donner une représentation caricaturale (fig. 2.7*a*) et une représentation schématisée (fig. 2.7*b*). Ce dernier schéma paraît très compliqué à analyser pour un débutant.

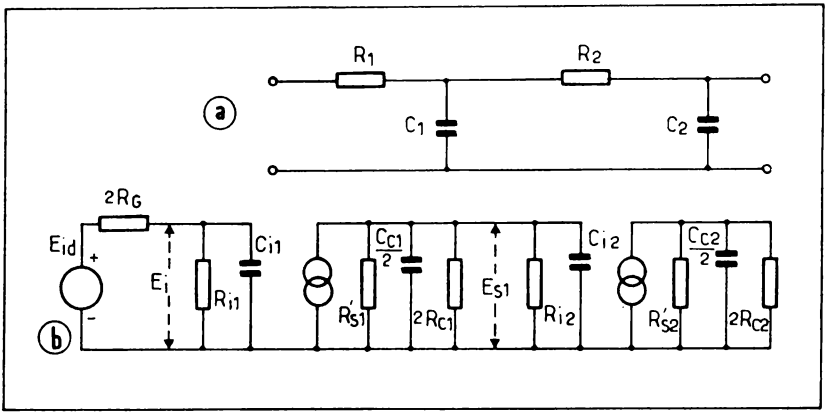


Fig. 2.7.(a) — Caricature d'un amplificateur opérationnel montrant l'effet d'atténuation des éléments internes sur la fréquence du signal à amplifier. (b) — Modèle schématique d'un amplificateur opérationnel permettant de mettre en évidence les différentes fréquences de coupure.

Ce qu'il faut retenir, c'est que la réduction de performances en fréquence vient d'abord du second étage et que, dans les applications, il faudra compenser par un réseau extérieur cette perte tout en restant stable. La réduction de fréquence due au premier étage est moins gênante, mais détermine la fré-

quence au-delà de laquelle plus rien ne passe au travers de l'amplificateur opérationnel. Si on essaie de tracer une courbe de la réponse en fréquence, on obtient ce que montre la figure 2.8. La fréquence f_1 est à peu près la même pour tous les amplificateurs opérationnels les plus connus : elle est de l'ordre de un mégahertz.

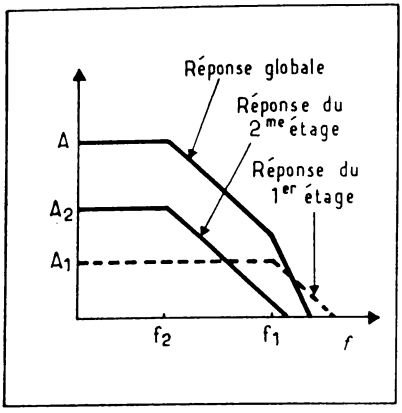


Fig. 2.8. — Réponse en fréquence d'un amplificateur opérationnel mettant en évidence les deux fréquences de coupure.

2.5.2. Les grands signaux

Considérons le cas de signaux dont l'amplitude est supérieure à 1 V et mesure plusieurs volts. Il y a là un autre phénomène qui vient compliquer notre figure 2.8. Pour faire passer ces signaux forts, il faut que le courant de sortie du premier étage soit suffisamment grand pour charger la capacité d'entrée du second étage. Or, nous avons vu dans le paragraphe consacré au courant de polarisation d'entrée, que le courant collecteur est proportionnel au courant base, que l'on recherche un courant base — c'est-à-dire un courant d'entrée — faible pour réduire les erreurs d'opération. On a l'axiome suivant :

courant d'entrée faible → courant collecteur faible → charge lente de la capacité d'entrée du 2e étage.

C'est pourquoi la fréquence f_2 va diminuer et l'écart entre f_2 et f_1 va augmenter. Par exemple, pour un signal de sortie d'amplitude ± 10 V, la fréquence f_2 sera de l'ordre de 20 kHz. Si l'application ne se satisfait pas d'une telle fréquence, il faudra choisir un amplificateur rapide. Le paramètre à étudier est la *vitesse de montée du signal de sortie,* qui s'exprime en volts par microseconde. La relation qui existe entre f_2 et ce paramètre est

$$f_2 = \frac{1}{V_S} \cdot \frac{dV}{dT}$$

où V_S est la tension de sortie crête en volt ;

$\frac{dV}{dt}$ est la vitesse de montée en volt/microseconde.

Avec V = 10V et dV/dt = 0,5V/μs, on a f_2 = 20kHz.
Pour dV/dt = 50V/μs, f_2 sera égal à 2MHz.

Nous n'avons parlé, jusqu'ici, que de la fréquence *maximale,* mais pas de la fréquence *minimale.* En effet, il n'y a pas de problème de ce côté-là de la bande passante, car tous les amplificateurs opérationnels passent le continu, ce qui signifie qu'un signal continu — une tension fixe — est amplifié. La bande passante va donc de 0 hertz à 1 million de hertz, soit 1 MHz.

2.6. Les amplificateurs compensés

Quand on veut passer une large bande passante, l'amplificateur peut présenter des instabilités, des surtensions, des oscillations indésirables. Il y a un compromis stabilité/fréquence que l'inventeur de l'amplificateur opérationnel a réalisé une fois pour toutes : il a incorporé dans son circuit le réseau optimum adapté à un domaine d'utilisation. De 0 à 1 MHz, c'est là que l'on rencontre la plupart des utilisations des amplificateurs opérationnels. Pourquoi obliger l'utilisateur à compenser l'amplificateur plutôt que d'intégrer le réseau de compensation dans le circuit lui-même ?

L'inconvénient de la compensation intégrée est de retirer à l'utilisateur un moyen d'optimiser les performances dynamiques à son cas particulier. Pour cela, il suffira de choisir des amplificateurs à compensation extérieure. Le fabricant indique, dans sa notice, les valeurs du réseau extérieure (en général, un seul condensateur suffit) et les performances associées. Par exemple, si le signal à amplifier est de forme carrée, il faudra choisir un amplificateur non compensé intérieurement. En effet, les fronts d'un signal carré contiennent un spectre très étendu de fréquences, la variation dV/dt est importante. Il faut donc un amplificateur rapide, mais stable. La stabilité réside, dans ce cas, dans l'absence de sur-oscillations ; si l'on était en signal sinusoïdal, on parlerait de distorsion. L'utilisateur devra adapter son amplificateur, c'est-à-dire corriger les erreurs dynamiques. Nous les détaillerons dans le chapitre suivant.

2.7. Les alimentations

Il est très souvent indiqué d'alimenter un amplificateur opérationnel avec une source de tension positive *et* avec une source de tension négative. Si l'on veut traiter des signaux de polarité positive ou négative référencés à la masse, il faut que l'amplificateur opérationnel transmette le signal sans distorsion ni écrêtage et ce, dans n'importe quelle configuration d'entrée (signal sur l'entrée inverseuse ou sur l'entrée non-inverseuse). Si on l'alimentait avec une seule tension, au lieu de deux, on retrouverait sur les entrées un potentiel continu différent de zéro et, dans ce cas, il faudrait isoler l'amplificateur de la source par une capacité qui limiterait la bande passante du côté des basses fréquences.

Il n'y a pas de masse sur les amplificateurs opérationnels, mais les signaux d'entrée et de sortie se mesurent par rapport à la masse commune des deux sources d'alimentation. Comment fait l'amplificateur opérationnel pour traiter un signal avec référence à la masse, sans avoir la masse ? Le point

de référence du fonctionnement de l'amplificateur opérationnel est le *point nodal,* c'est-à-dire le point où le courant d'entrée s'annule avec le courant de contre-réaction sur l'entrée non-inverseuse ; il se crée ainsi une *masse virtuelle* (fig. 2.9).

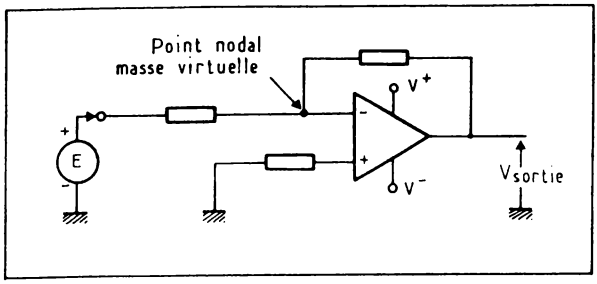


Fig. 2.9. — Le point nodal, ou masse virtuelle, de l'amplificateur opérationnel.

Si l'utilisateur ne dispose pas de deux sources d'alimentation et que l'application ne contienne pas le passage du continu, on peut utiliser les principes suivants : créer une tension à partir de la source unique et l'appliquer à l'une des entrées (non-inverseuse), comme le montre la figure 2.10.

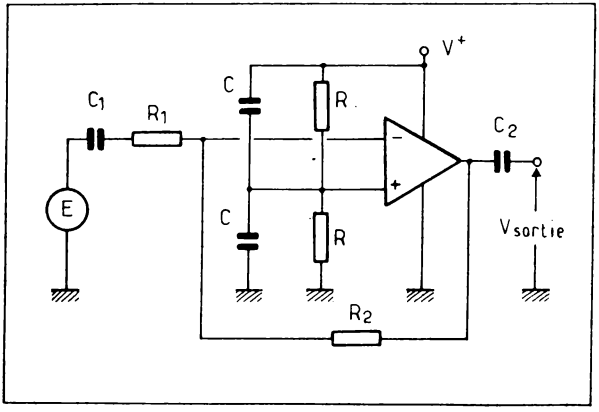


Fig. 2.10. — Alimentation d'un amplificateur opérationnel à partir d'une source unique : cas du pont diviseur à résistances.

Le pont diviseur composé des deux résistances R et des deux condensateurs C appliquera une tension V/2 sur l'entrée non-inverseuse. La tension V^+ ne devra pas dépasser la valeur maximale donnée par le constructeur ; en général, elle est de 36 V, soit ± 18 V. La valeur recommandée d'utilisation pour avoir le maximum de performances est 30 V, soit ± 15 V.

Pour réduire les impédances du pont diviseur, celui-ci peut être constitué de deux diodes Zener (fig. 2.11). La résistance R3 limitera le courant alimentant les diodes Zener et l'amplificateur opérationnel. Sa valeur sera donnée par :

$$R_3 = \frac{V^+ - 2\,V_Z}{I_{CC} + I_Z}$$

avec V_z = tension Zener des diodes D1 et D2 ;
I_z = courant Zener ;
I_{cc} = courant de repos consommé par l'amplificateur + courant dans la charge.

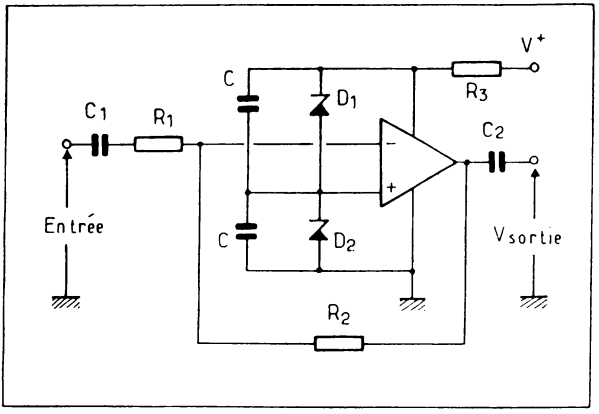


Fig. 2.11. — Alimentation d'un amplificateur opérationnel à partir d'une source unique : cas d'un pont diviseur à diodes Zener.

Avec des diodes Zener 12 V, un courant Zener de 5 mA et un courant Icc de 5 mA, nous aurons, dans le cas d'une source de 28 volts :

$$R_3 = \frac{28 - 24}{10\ \text{mA}} = \frac{4}{10} = 400\ \Omega \text{ ou } 390\ \Omega$$

Mais il existe des modèles d'amplificateurs opérationnels qui ont été conçus pour être alimentés à partir d'une seule source d'alimentation : c'est le cas, par exemple, du LM 3900 et du LM 124. Ce sont des quadruples amplificateurs. Leurs structures sont adaptées à ce genre de fonctionnement. Le LM 3900 n'a pas un étage différentiel classique, complet, comme nous l'avons décrit jusqu'ici. Il utilise l'astuce d'un *miroir de courant* sur l'entrée non-inverseuse. Les performances obtenues sont moins bonnes que celles d'un amplificateur opérationnel clasique : impédance d'entrée moyenne (1 MΩ), dynamique de sortie réduite par une tension de déchet, impédance de sortie élevée (8 kΩ), ce qui entraînera pour l'utilisateur quelques contraintes supplémentaires et certaines précautions.

Le modèle LM 124 est un amplificateur (ou plutôt un quadruple amplificateur) qui fonctionne avec une seule tension d'alimentation pouvant aller de 2,3 V à 30 V. La tension d'entrée peut descendre jusqu'à 0 volt, mais la tension de sortie atteint une butée ou tension de déchet de 1,5 V. Cette tension de déchet existe aussi pour la gamme de tension d'entrée admissible pour l'amplificateur. Si on l'alimente avec une tension de 30 V, la tension d'entrée ne pourra dépasser 28 V : de même, la tension de sortie atteindra au maximum 28 V. Mais en aucun cas, l'utilisateur ne pourra appliquer une tension négative à l'entrée sous peine de détruire l'*amplificateur.*

A l'exception d'une tension d'alimentation de 5 V, chaque fois que cet amplificateur est alimenté avec une seule tension (+ 15 V, + 30 V), on retrouvera sur l'entrée une tension parasite égale à la moitié de la tension d'alimenta-

tion, comme dans les cas précédents. Le modèle LM 124 a été conçu pour fonctionner avec une tension d'alimentation identique à celle définie pour les circuits intégrés digitaux. Ceci permet certaines simplifications, mais ce n'est pas le cas général d'utilisation. La meilleure façon d'alimenter un amplificateur est d'appliquer *deux tensions complémentaires,* une positive et une négative.

CHAPITRE 3

LES CARACTÉRISTIQUES : DE L'IDÉAL À LA RÉALITÉ

L'amplificateur opérationnel tel qu'on l'utilise est caractérisé par des paramètres qui tiennent compte de sa construction, de sa réalisation. En fonction des applications, les valeurs de ces paramètres seront plus ou moins favorables, introduiront plus ou moins d'erreurs. Les performances du montage présenteront un certain écart par rapport à la théorie. Il y a donc un idéal, un amplificateur opérationnel parfait, mais qui n'existe que dans les formules mathématiques. Nous allons analyser ces différences, chiffrer les erreurs et tenter de proposer des solutions pour compenser ces défauts, tant en régime statique qu'en régime dynamique.

3.1. Quel est l'amplificateur opérationnel idéal ?

L'amplificateur opérationnel est idéal quand le montage dans lequel il est utilisé fonctionne uniquement selon les lois déterminées par les éléments extérieurs à l'amplificateur. Par exemple, si nous avons un amplificateur de gain 100, la valeur de ce gain est déterminée uniquement par les éléments utilisés dans la boucle de contre-réaction, les paramètres de l'amplificateur n'introduisant aucune correction à cette valeur. Autre exemple, si nous avons un oscillateur, la fréquence sera celle calculée par les éléments extérieurs à l'amplificateur, l'amplificateur n'introduisant aucun déphasage, aucune distorsion. Cet amplificateur idéal répondra à la définition suivante :

- *gain en boucle ouverte :* infini ;
- *impédance d'entrée :* infinie ;
- *impédance de sortie :* nulle ;
- *gain en mode commun :* nul.

Rappelons que le *gain en boucle ouverte* est le gain en tension, *en mode différentiel,* l'amplificateur idéal n'étant donc sensible qu'à *la différence* des signaux appliqués entre l'entrée inverseuse et la masse, et entre l'entrée non-inverseuse et la masse. Le gain en *mode commun* est le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée en mode commun qui lui donne naissance. Cette tension d'entrée en mode commun est la moyenne arithmétiques des deux tensions d'entrée.

L'équation de l'amplificateur idéal est :

$$V_{sortie} = A_V (E_1 - E_2)$$

Cette équation doit être valable dans un domaine de fréquence aussi élevé que possible, incluant la fréquence zéro, c'est-à-dire le continu.

3.2. Les caractéristiques de mode commun

Dans la réalité, la tension de sortie est la somme de deux signaux : l'un provenant de la tension différentielle d'entrée (E1 – E2), l'autre provenant de la tension en mode commun (E1 + E2)/2, cette dernière étant un élément indésirable.

Analysons ce phénomène et étudions le schéma de la figure 3.1 où nous avons représenté un étage différentiel équilibré équivalent au fonctionnement en mode commun.

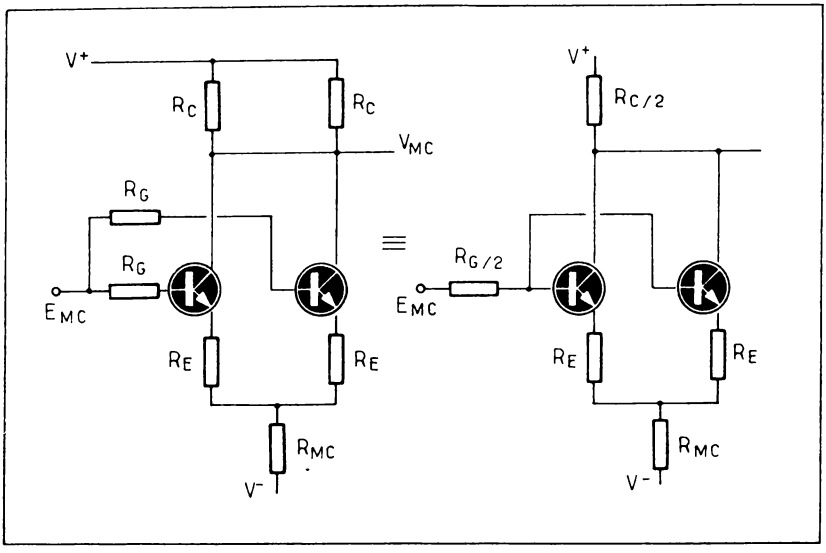


Fig. 3.1. — Etage différentiel équivalent au fonctionnement en mode commun : un amplificateur en émetteur-commun avec deux transitors en parallèle.

Pour qu'il y ait un courant de polarisation stable en mode commun, la résistance R_{MC} sera très grande devant R_E et la résistance d'entrée différentielle. La résistance d'entrée en mode différentielle est de l'ordre de 100 MΩ, ce qui est très apprécié dans les montages non-inverseurs. L'expression de la résistance d'entrée en mode commun est donnée par :

$$R_{IMC} = \beta R_{MC} \frac{r_c}{r_c + 2\beta R_{MC}}$$

Les signaux d'entrée en mode commun introduiront des variations relativement faibles dans les courants de cet étage. L'expression du gain *en mode commun,* de façon simplifiée, peut s'écrire :

$$A_{MC} = \frac{-R_c}{2R_{MC}}$$

si : $$\frac{R_G}{2} \leqslant R_{MC} \leqslant \frac{r_c}{2}$$

Nous avons supposé que les éléments du montage étaient parfaitement égaux deux à deux. Dans la réalité, il existe des différences entre les caractéristiques de la jonction base-émetteur des transistors différentiels, entre les gains de ces transistors, entre les résistances collecteurs R_c, les résistances émetteurs R_E, les résistances de source R_G ; tout ceci crée des *tensions d'erreur* en sortie, associés au mode commun. Nous allons étudier chacun de ces éléments qui ont leur réalité dans l'intégration des amplificateurs opérationnels. S'il est vrai que les éléments sont petits, proches les uns des autres, sur une même pastille, que tout est mis en œuvre pour réduire ces écarts, ils existent bel et bien.

Tout d'abord, les jonctions base-émetteur et les résistances R_E : elles ne permettent pas une division exactement par 2 du courant de mode commun I_{MC} : ainsi apparaissent deux courants I_{e1} et I_{e2}. L'écart entre les jonctions base-émetteur est représenté par le terme Δr_e (fig. 3.2).

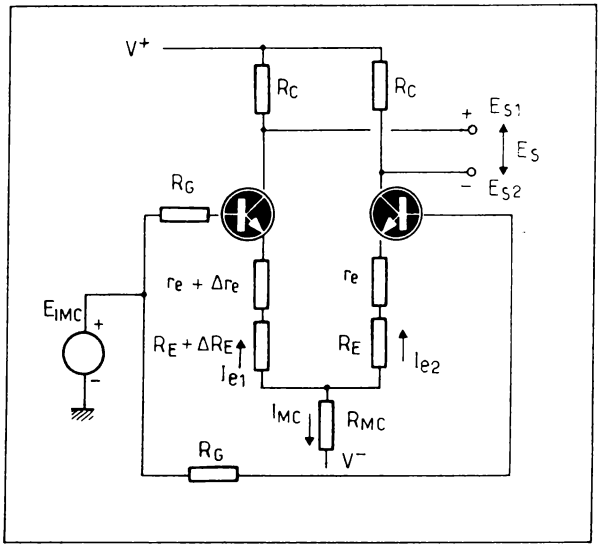


Fig. 3.2. — Montage différentiel : les erreurs dans les résistances émetteur et les jonctions base-émetteur.

La tension de sortie est :

$$E_S = E_{S1} - E_{S2} = -\alpha(I_{e1} - I_{e2})\, R_c$$

avec :

$$I_{e2} = \left(1 + \frac{\Delta R_e}{R_e}\right) I_{e1}$$

$$I_{e1} = \frac{R_e}{2R_e + \Delta R_e} I_{MC}$$

$$R_e = R_E + r_c$$

$$I_{MC} = \frac{E_{IMC}}{R_{MC}}$$

On peut exprimer l'erreur due à ΔR_E et à Δr_e par l'expression suivante :

$$\frac{E_{S1} - E_{S2}}{E_{iMC}} = \frac{\Delta R_e}{R_e} \cdot A_{MC}$$

Considérons les écarts sur les valeurs de résistances d'entrée R_G et de gain β des transistors. Les signaux d'erreur sont dus aux variations de courant base ; la tension d'erreur E_{ie} apparaît directement à l'entrée de l'étage et est amplifiée par le gain $A_o = -R_c/R_e$ (fig. 3.3). L'erreur en sortie est donnée par l'équation :

$$E_{S1} - E_{S2} = A_o E_{ie} = \frac{R_c}{R_e} I_b \Delta R_G$$

avec :

$$I_b = \frac{E_{iMC}}{2\beta R_{MC}}$$

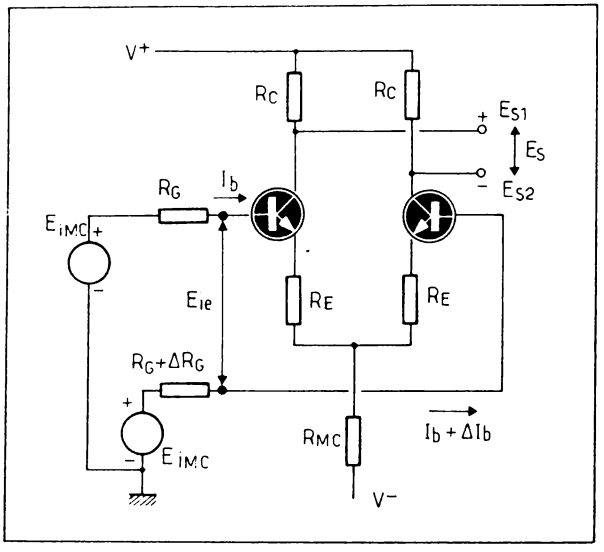


Fig. 3.3. — Montage différentiel : les erreurs dans les valeurs de résistance d'entrée R_G et les gains des transistors.

On peut réécrire la formule de l'erreur en sortie :

$$\frac{E_{S1} - E_{S2}}{E_{iMC}} = \frac{\Delta R_G}{\beta R_e} A_{MC}$$

De la même façon, on pourrait écrire la formule de l'erreur due à l'écart de valeur entre les gains des transistors :

$$\frac{E_{S1} - E_{S2}}{E_{iMC}} = \frac{R_G}{\beta R_e} \cdot \frac{\Delta\beta}{\beta} A_{MC}$$

Pour la différence entre la valeur des deux résistances collecteurs, on a :

$$\frac{E_{S1} - E_{S2}}{E_{IMC}} = \frac{\Delta R_C}{2\,R_{MC}}$$

Pour la différence entre les valeurs des 2 impédances de sortie, on a :

$$\frac{E_{S1} - E_{S2}}{E_{IMC}} = \frac{\Delta R_O}{R_O} \cdot A_{MC}$$

En faisant la somme de tous ces effets, on obtient la formule suivant (en pensant que chaque effet peut s'ajouter ou se soustraire à un autre) :

$$\frac{E_{S1} - E_{S2}}{E_{IMC}} = \pm A_{MC}\left(\frac{\Delta R_e}{R_e} \pm \frac{\Delta R_G}{\beta R_e} \pm \frac{\Delta\beta\, R_G}{\beta^2 R_e} \pm \frac{\Delta R_c}{R_c} \pm \frac{\Delta R_O}{R_O}\right)$$

$$\frac{E_S}{E_{IMC}} = \pm \frac{E_{SMC}}{E_{IMC}}\left(\frac{\Delta R_e}{R_e} \pm \frac{\Delta R_G}{\beta\, R_e} \pm \frac{\Delta\beta\, R_G}{\beta^2 R_e} \pm \frac{\Delta R_c}{R_c} \pm \frac{\Delta R_O}{R_O}\right)$$

avec : E_S tension différentielle de sortie.
E_{SMC} tension de sortie due au mode commun.

Dans les faits, les erreurs de tension différentielle en sortie sont une fraction des erreurs de tension de sortie en mode commun. Le gain en mode commun amplifie les signaux d'entrée en mode commun plus les petites erreurs de différence entre les éléments constitutifs de l'étage différentiel.

Si on utilise la sortie différentielle, la tension d'erreur commune aux broches de sortie est un signal de mode commun pour l'étage suivant. C'est le cas de l'amplificateur opérationnel à 2 ou 3 étages, ou de l'amplificateur à entrées et sorties différentielles. C'est une fraction de la tension du mode commun, puisqu'elle est multipliée par des facteurs inférieurs à l'unité.

Si l'on est dans une configuration d'amplificateur à sortie unique (cas général des amplificateurs opérationnels), la tension de sortie sera égale à E_{SMC}, c'est-à-dire :

$$E_{SMC} = A_{MC} \cdot E_{IMC}$$

Rappelons ce que nous avons démontré au début :

$$A_{MC} = -\frac{R_c}{2\,R_{MC}}$$

Pour une sortie différentielle, le gain en mode commun serait :

$$A_{MCD} = \pm A_{MC}\left(\frac{\Delta R_e}{R_e} \pm \frac{\Delta R_G}{R_e} \pm \frac{\Delta\beta\, R_G}{\beta^2 R_e} \pm \frac{\Delta R_C}{R_c} \pm \frac{\Delta R_O}{R_O}\right)$$

Le *taux de réjection de mode commun* mesure l'insensibilité de l'amplificateur opérationnel aux tensions d'entrée de mode commun : c'est le *rapport* du gain en mode commun par le gain différentiel. Ce n'est pas une fonction

linéaire, donc une constante ; pour des valeurs élevées de tension d'entrée en mode commun, il y a saturation de l'étage d'entrée, donc le gain diminue. Les applications dans lesquelles ce paramètre est important, sont les amplificateurs différentiels, les amplificateurs à transistors à effet de champ à l'entrée, les montages suiveurs de gain unité. Dans ces derniers montages, le mode commun sera cause d'une erreur sur le gain et d'une erreur de non-linéarité.

La précaution à prendre pour les amplificateurs différentiels est d'avoir des impédances égales sur chaque entrée. Pour les amplificateurs suiveurs, il faut choisir l'amplificateur suivant les modèles ayant le taux de réjection en mode commun le plus grand, 80 à 90 dB, par exemple, et une tension d'entrée inférieure à la tension d'entrée maximale en mode commun : entrée 10 à 12 V pour une valeur maximale de 15 V.

3.3. Les signaux d'erreur à l'entrée

L'étage d'entrée différentielle inclut dans sa réalisation des générateurs de tensions et de courants parasites qui fausseront la valeur de la tension de sortie. Il s'agit de la tension de décalage, du courant de polarisation et du courant de décalage dont nous avons montré l'existence au chapitre 2.

3.3.1. Définition de la tension de décalage à l'entrée (V_{DI})

La tension de décalage à l'entrée est la tension différentielle qu'il faut appliquer entre les deux entrées d'un amplificateur opérationnel pour que la tension de sortie au repos soit nulle. Si l'amplificateur était parfait, pour une tension nulle en sortie, il y a une tension nulle à l'entrée. Donc, cette tension de décalage à l'entrée agit comme un *générateur de tension d'erreur* placé en série avec l'une des entrées de l'amplificateur. La cause de l'existence de cette tension d'erreur est l'écart entre les tensions base-émetteur des transistors formant l'étage différentiel.

Un amplificateur opérationnel n'est pas constitué uniquement par un seul étage d'amplification différentielle ; il peut être composé de 2 ou 3 étages. Alors, la tension de sortie du premier étage est la tension d'entrée du second étage. Les imperfections existent tout pareillement dans le second étage. Ainsi, il y a une tension de décalage à l'entrée du second étage, un générateur de tension d'erreur que l'on peut placer en série avec l'une des entrées, ce qui veut dire que les erreurs du second étage sont introduites sur la sortie du premier étage par un déséquilibre des courants collecteurs. Une différence entre les résistances placées dans les circuits émetteurs produit directement une tension d'erreur.

La tension de décalage à l'entrée, telle quelle est spécifiée dans les fiches techniques des fabricants, est la somme de plusieurs causes :

ΔV_{BE}, écart des tensions V_{BE} ;
$\Delta I_1 . R_{e1}$, influence des erreurs incluses dans les étages suivants ;
$\Delta R_{E1} . I_1$, écart des résistances R_E ;
et l'on obtient :

$$V_{DI} = \Delta V_{BE} \pm \Delta I_1 . R_{e1} \pm \Delta R_{E1} . I_1$$

Elle est de l'ordre de 1 à 5 mV et indépendante de l'utilisation, de l'application de l'amplificateur opérationnel.

Pour évaluer la variation de cette erreur avec la température, il suffit de dériver par rapport à dT. On trouve, en pratique, que le coefficient moyen de variation de la tension de décalage, est compris entre 3,3 et 5 μV/°C et par millivolt de tension de décalage mesurée à 25 °C.

3.3.2. Comment s'affranchir de cette source d'erreur ?

De l'extérieur du circuit, on agit de deux façons :

— en utilisant les broches « Equilibrage/Balance » qui permettent d'accéder à l'intérieur de l'amplificateur opérationnel ;

— en mettant en place un générateur de tension ou de courant destiné à être branché sur l'entrée de l'amplificateur pour contrer le générateur d'erreur.

En effet, les fabricants d'amplificateurs opérationnels ont prévu des accès à certains points de l'amplificateur opérationnel, soit en ré-équilibrant R_E, soit en injectant un courant ΔI_1. On voit là, tout de suite, que si la méthode est simple, elle peut introduire quelques perturbations dans le fonctionnement (variation du gain, réjection de mode commun réduite), et elle est spécifique d'un modèle d'amplificateur.

Par contre, mettre en place un générateur de tension extérieur dont le choix et les valeurs des éléments constitutifs seront optimisés pour l'application immédiate et pour la stabilité en température, est la meilleure solution.

Cas de l'amplificateur inverseur

Considérons la figure 3.4, avec les conditions :

$$R_4 = R_2R_3/(R_2 + R_3), \text{ et } R_1 = 2000\ R_4,$$

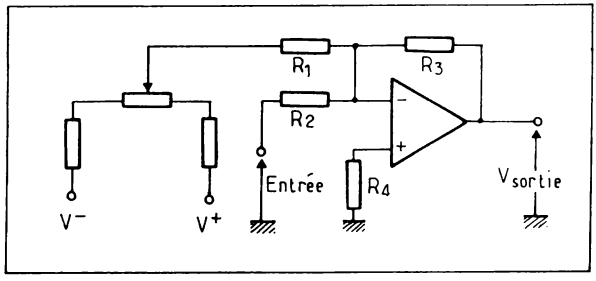


Fig. 3.4. — Application d'un générateur sur l'entrée inverseuse.

ou le schéma de la figure 3-5 avec :

$$R_1 = 200\ k\Omega \text{ et } R_4 = 100\ \Omega$$

Le choix entre ces deux configurations se fera en fonction de l'application. Dans le cas où la source risque d'être perturbée par la présence de ce générateur, où la résistance R_3 serait une impédance complexe (condensateur d'intégration, transistor), la configuration représentée par la figure 3.4 est à déconseiller.

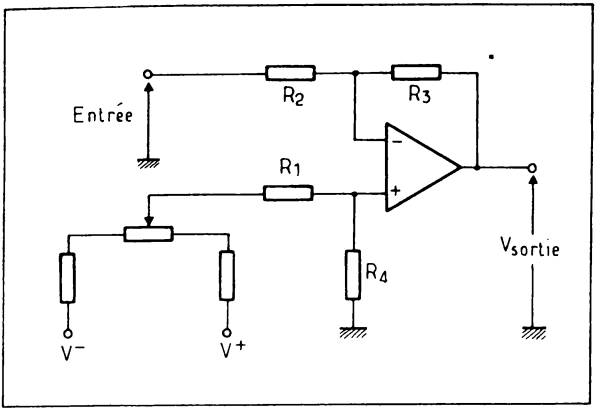


Fig. 3.5. — Application d'un générateur sur l'entrée non-inverseuse.

Cas de l'amplificateur suiveur
Considérons la figure 3.6, avec pour conditions :

$$R_5 = (R_2 + R_3)\, R_4/(R_2 + R_3 + R_4),$$

ainsi que $R_1 = 200\ k\Omega$ et $R_2 = 100\ \Omega$,

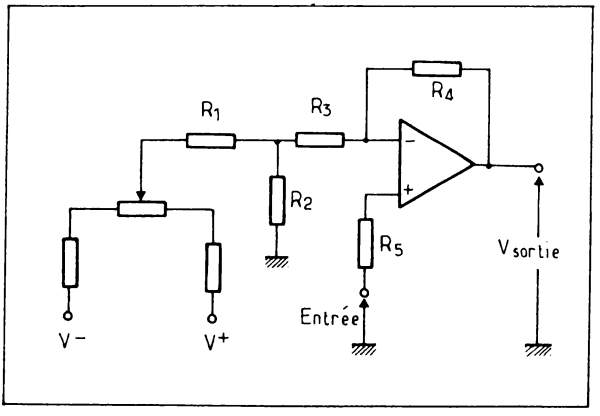


Fig. 3.6. — Application d'un générateur sur l'entrée inverseuse.

et la figure 3.7 avec, pour conditions $R_1 = R_2$. Cette dernière figure demande une résistance de 2 MΩ qui peut présenter une certaine instabilité en température (résistance carbone) et obliger à prendre R_1 dans des valeurs ohmiques importantes, peu précises et peu stables. Elle convient pour des gains faibles.

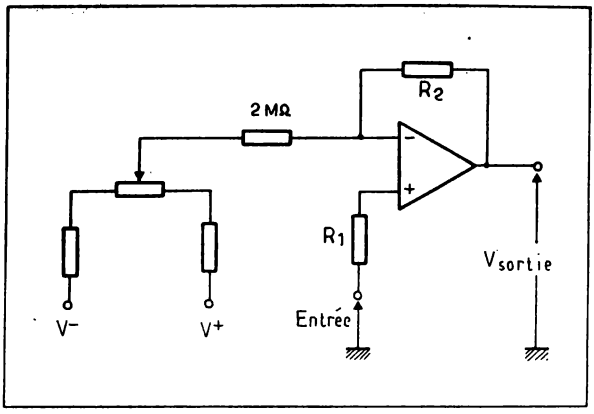


Fig. 3.7. — Cas des gains faibles. Le générateur d'équilibrage est appliqué sur l'entrée inverseuse.

3.3.3. Définition du courant de décalage à l'entrée (I_{DI})

Un courant de polarisation circule dans chaque connexion d'entrée de l'amplificateur, dans chaque base du transistor d'entrée de l'étage différentiel. Ce courant, fourni par la source du signal, appliqué à l'entrée de l'amplificateur, crée une chute de potentiel aux bornes de la résistance placée en série dans la connexion d'entrée. La valeur du courant de polarisation spécifié par les fabricants est la valeur moyenne des deux courants de polarisation, c'est-à-dire que nous avons :

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

Si les résistances d'entrée ne sont pas égales, une tension d'erreur différentielle apparaît entre les entrées de l'amplificateur. De même, pour des résistances égales, une différence entre les deux courants de polarisation crée une tension d'erreur différentielle :

$$I_{DI} = I_{B1} - I_{B2}$$

Nous avons déjà indiqué la relation entre le courant base et le courant collecteur : le gain β. On peut exprimer le courant de décalage à l'entrée avec le gain et, pour connaître la variation de ce courant avec la température, il suffira de dériver par rapport à la température. Si l'on veut estimer cette variation, on peut prendre les coefficients moyens suivants :

- entre -55 et $+25$ °C : 1,5 %/°C ;
- entre $+25$ et $+125$ °C : 0,5 %/°C.

Pour une étude plus complète, il faut remarquer que nous n'avons parlé que du premier étage d'un amplificateur opérationnel et donc nous avons négligé les effets des étages suivants sur le premier. Nous avons écrit la relation du courant de décalage à l'entrée en fonction du courant collecteur et nous avons supposé que ceux-ci étaient égaux. Mais, précisément, ces courants collecteurs subissent les effets de non-appariement du second étage.

Pour réduire la valeur du courant d'entrée, du courant de décalage, les fabricants utilisent des techniques de circuit : résistances de contre-réaction, transistor PNP en miroir de courant, transistor avec base pincée, etc... L'utilisateur pourra voir les progrès réalisés en comparant les différents modèles existant d'amplificateurs opérationnels.

3.3.4. Comment s'affranchir de cette source d'erreur ?

Les courants de polarisation d'entrée peuvent être représentés par des générateurs de courant placés en série dans chaque entrée de l'amplificateur opérationnel (fig. 3.8). La tension de sortie peut s'écrire :

$$V_{sortie} = - R_2 I_{B1} + R_3 \left(\frac{R1 + R2}{R1} \right) I_{B2}$$

Si l'utilisateur choisit la valeur de R_3 telle que :

$$R_3 = \frac{R1 \,.\, R2}{R1 + R2}$$

on a :

$$V_{sortie} = - R_2 I_{B1} + \left(\frac{R1 \,.\, R2}{R1 + R2} \; \frac{R1 + R2}{R1} \right) I_{B2}$$

$$= R_2 (I_{B2} - I_{B1})$$

$$= R_2 I_{DI}$$

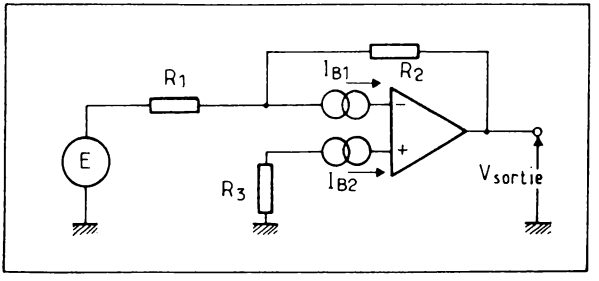


Fig. 3.8. — Des générateurs de courant simulent les courants de polarisation d'entrée.

Si les fabricants cherchent à fabriquer des amplificateurs avec des courants de décalage à l'entrée aussi faibles que possibles, l'utilisateur ne doit pas se pénaliser en utilisant des résistances R_2 de forte valeur. Par exemple, I_{DI} vaut 400 pA ; avec une résistance R_2 de 1 MΩ, l'erreur en sortie sera de :

$(10^6 \times 400\ 10^{-12})$ volt, soit 400 microvolts ou 0,4 mV.

Si la tension de décalage à l'entrée est déjà de 0,5 mV, cette erreur n'est plus négligeable.

Les amplificateurs opérationnels à Bi-Fet sont très séduisants puisqu'ils offrent un courant d'entrée de quelques pico-ampères, mais à température ambiante. Ce courant de polarisation est proportionnel au courant de fuite de

gate qui varie fortement en température : il double tous les 6 degrés. Mais dans le cas de l'amplificateur, la technologie utilisée fait que la génération des porteurs dans la charge d'espace est moins sensible à la température que dans les zones neutres.

En pratique, on peut compter un doublement tous les 10 degrés ; donc entre 25 °C et +125 °C, il y a un facteur 1000. Mais à 25 °C, un tiers de ce courant de fuite est le courant de fuite du boîtier, donc un facteur d'accroissement de 800 permettra d'apprécier la variation en température du courant de polarisation d'entrée. Faisons une comparaison rapide entre deux amplificateurs, l'un bipolaire, l'autre avec des transistors Bi-Fet :

Courant de polarisation	*SFC 2108 A* **Bipolaire**	*TDC 0155 A* **Bi-Fet**
• à 25 °C	3 nA	5 *p*A
• à 125 °C	1,5 nA	4 nA
• variation	−0,5 % /°C	+800 % /°C

CHAPITRE 4

LES PERFORMANCES EN FRÉQUENCE

Les performances d'un amplificateur opérationnel en fréquence, c'est son aptitude à amplifier un signal ayant une fréquence telle qu'elle ne soit pas déformée. Cette fréquence au-delà de laquelle l'amplificateur n'est plus parfait s'appelle fréquence de coupure. On notera deux fréquences de coupure : la première, celle correspondant à l'amplification de signaux de faible amplitude, avec un faible gain (donc de faibles signaux de sortie) : la seconde, celle correspondant à l'amplification de signaux de grande amplitude (donc des signaux de sortie d'amplitude crête à crête égale à la dynamique de sortie). La fréquence maximale dépendra, en partie, de la puissance fournie par l'amplificateur opérationnel.

Quand on demande à l'amplificateur opérationnel de fournir sa pleine tension de sortie, donc de travailler à fort courant, c'est vers l'étage de sortie que se situe la limitation. Par contre, si l'on est à petits signaux, c'est du côté de l'étage d'entrée qu'il faut porter son attention et analyser la cause de cette limitation en fréquence.

4.1. Performances en haute fréquence de l'étage d'entrée

Si nous reprenons l'étude d'un étage amplificateur émetteur commun, nous mettons en évidence l'action de la capacité collecteur base (fig. 4.1). Cette capacité, par effet Miller, va shunter la résistance de source R_G et donc la résistance d'entrée de l'amplificateur. Ce sera l'élément dominant de la capacité d'entrée du montage. Si la résistance R_G est grande, l'effet Miller déterminera la fréquence de coupure, les autres termes étant négligeables. Si, par contre, la résistance R_G est petite, l'effet de shunt est réduit et c'est l'action sur la résistance de charge qui est importante. On obtiendra deux formules simplifiées qui permettent de mieux situer le problème.

- R_G grand :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_c \cdot C_c \cdot \beta}$$

- R_G faible :

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_c \cdot C_c}$$

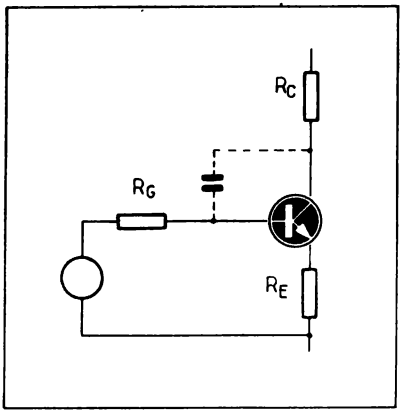


Fig. 4.1. — Représentation de la capacité parasite collecteur-base dans un étage émetteur-commun.

Les deux fréquences sont dans le rapport du gain du transistor. On pourrait tracer les courbes de réponse en fréquence pour un étage amplificateur illustrant ces deux formules, ce qui a été fait dans la figure 4.2. On peut remarquer que plus R_G est grand, plus le gain diminue, ainsi que la fréquence de coupure ; cette variation suit la droite D.

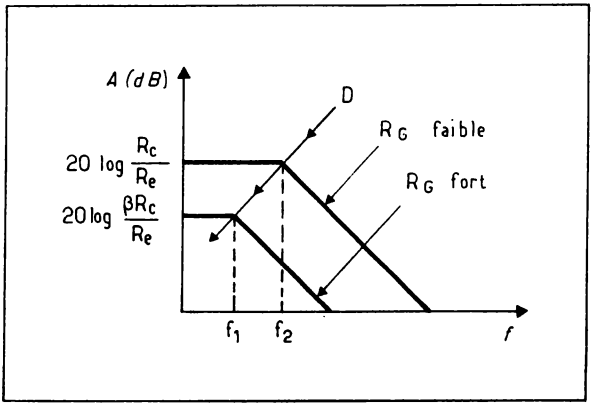


Fig. 4.2. — Influence de la valeur de la résistance R_G sur les performances en fréquence en liaison avec l'effet Miller.

Dans un amplificateur opérationnel, l'étage d'entrée est un étage différentiel suivi d'un ou plusieurs étages. L'effet Miller se propage du troisième étage vers le second, du second vers le premier ; ainsi, la capacité collecteur-base du second étage va shunter la résistance de sortie du premier étage. On voit qu'il est impossible d'étudier chaque cellule d'un amplificateur opérationnel à plusieurs étages séparément et de combiner les courbes de réponse entre elles : il y a trop d'interaction.

Autre exemple : quand la résistance R_G est faible, la capacité collecteur-base a un effet dominant sur la résistance de charge. Or, cette résistance de charge est modifiée par l'impédance d'entrée de l'étage suivant. Il est facile de

voir que la réponse en fréquence d'un étage pris isolément dépend de chaque étage qui le suit.

Le résultat d'une analyse détaillée démontrerait que la capacité d'entrée est comprise entre deux valeurs. A basse fréquence, elle est égale à :

$$C_\alpha = \left(1 + \frac{R_0 // R_2}{2\,R_e}\right) \frac{C_c}{2}$$

A fréquence plus élevée, elle est égale à $C_c/2$.

La variation en fréquence de cette capacité peut être représentée par la courbe de la figure 4.3. C'est l'effet de shunt de la capacité qui crée le pôle de la réponse en fréquence ; la réduction du gain est provoquée par cet effet sur la résistance de charge. Si l'effet de shunt de la capacité d'entrée est supérieur à celui de la capacité de l'étage de sortie, avant que la fréquence n'atteigne la valeur f_1, le pôle de la réponse en fréquence sera déterminé par la valeur maximale de la capacité d'entrée. Si l'effet de shunt de la capacité d'entrée n'est pas supérieur, il se combinera avec celui de la capacité de sortie quand la fréquence dépassera la valeur f_2, et le pôle de la réponse en fréquence sera calculé avec la valeur minimale de la capacité d'entrée. On appelle *pôle de réponse en fréquence,* la fréquence pour laquelle l'impédance de la capacité d'entrée est égale à la résistance shuntée par la capacité. On peut voir qu'entre les fréquences f_1 et f_2, la capacité décroît avec la fréquence, donc l'impédance est constante comme une résistance.

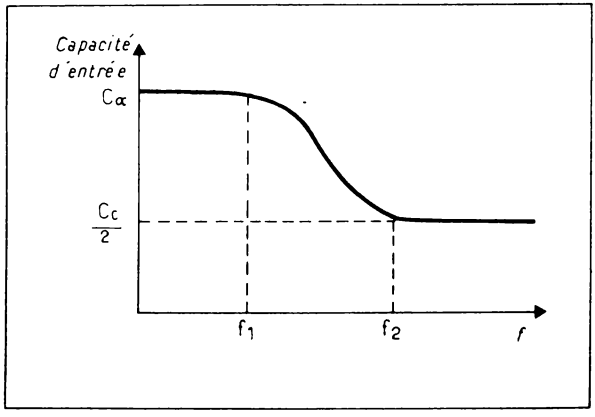


Fig. 4.3. — Variation de la capacité d'entrée d'un étage amplificateur en fonction de la fréquence.

Cette analyse succinte nous permet de mettre en évidence :
— la limitation en fréquence et sa cause ;
— les réactions en chaîne existant dans l'amplificateur opérationnel ;
— l'influence des éléments extérieurs à l'amplificateur (la résistance de source).

Le comportement dans une large bande de fréquence n'est pas identique quel que soit le gain ou la valeur des éléments extérieurs. Cette première conclusion demande une analyse du fonctionnement en boucle fermée de l'amplificateur car, pour une valeur de gain, on a une certaine fréquence de coupure, et pour une autre valeur de gain, la fréquence sera différente.

4.2. Performances en fréquence d'un amplificateur en boucle fermée

L'amplificateur opérationnel, tel qu'il existe et tel qu'il est mesuré, est en *boucle ouverte,* c'est-à-dire qu'aucun signal prélevé sur la sortie n'est ré-injecté, ré-introduit sur l'entrée. Quand on utilise l'amplificateur opérationnel, on lui ajoutera un réseau de contre-réaction qui permettra d'obtenir la fonction désirée.

Dans la représentation de la figure 4.4, l'amplificateur est utilisé en non-inverseur. Le réseau de contre-réaction est utilisé avec le pont diviseur R_1 et R_2. Le schéma équivalent donne deux éléments :

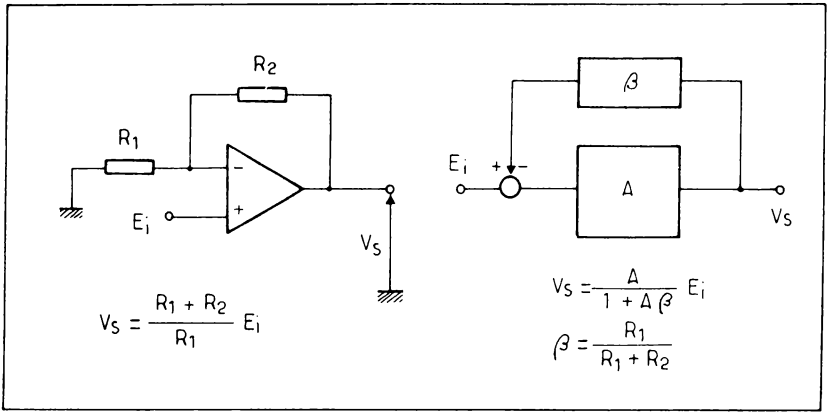


Fig. 4.4. — Amplificateur opérationnel utilisé en boucle fermée pour une fonction non-inverseuse.

— un amplificateur de gain en boucle ouverte égal à A ;
— un réseau de contre-réaction dont la valeur est β.

La théorie sur la contre-réaction nous apprend que :
— une contre-réaction *négative* introduit un déphasage de 180° (c'est pourquoi la fraction du signal de sortie est appliquée sur l'entrée inverseuse) ;
— une contre-réaction qui introduit, à une certaine fréquence, un déphasage de 360° et un gain de 1, est une réaction *positive :* toutes les conditions sont réunies pour provoquer une oscillation entretenue à cette fréquence.

Dans le cas de la figure précédente (amplificateur non-inverseur), la contre-réaction introduit un déphasage de 180°, mais l'amplificateur peut introduire du déphasage supplémentaire et on obtiendra les 360° degrés. L'exemple est simple, car les éléments du réseau extérieur sont des résistances qui ne modifieront pas le déphasage général : mais si nous avions utilisé un condensateur, un transistor, l'analyse serait plus complexe.

Raisonnons tout d'abord avec un réseau de contre-réaction à résistance. Si, en boucle fermée, l'amplificateur oscille à une certaine fréquence, c'est qu'à cette fréquence, l'amplificateur a introduit un déphasage de 180° et que le gain en boucle fermée atteint l'unité ; cela est dû au fait que l'amplificateur est limité en fréquence et qu'à cette fréquence, l'amplificateur atténue le signal

d'entrée de telle sorte que l'ensemble a un gain de 1 au lieu de la valeur calculée et définie par le réseau extérieur. Déphasage supplémentaire et réduction de gain en fréquence sont dus uniquement aux imperfections de l'amplificateur.

Si, maintenant, le réseau de contre-réaction est composé d'éléments complexes comme un transistor, un condensateur, ils n'ont pas une impédance constante en fonction de la fréquence. Le module et la phase varient et cette variation viendra se combiner avec celle de l'amplificateur opérationnel. Pour faire l'analyse et prévoir à quelle fréquence se produira une oscillation, une instabilité, il faut tracer la courbe de réponse en amplitude et en phase du réseau et lui associer celle de l'amplificateur en boucle ouverte.

Pour s'assurer que, dans toute les conditions de contre-réaction, l'amplificateur sera stable en fréquence, on cherchera à compenser *en fréquence* et *en phase* les imperfections de l'amplificateur en rejetant au-delà de la fréquence de coupure, la fréquence instable. Ces techniques consistent à réduire le gain aux fréquences où le déphasage est grand, ou à augmenter le déphasage en basse fréquence pour le réduire en haute fréquence.

Regardons comment se pose le cas général, par exemple de l'amplificateur de la figure 4.4 et traçons les courbes de réponse en gain et en phase (fig. 4.5).

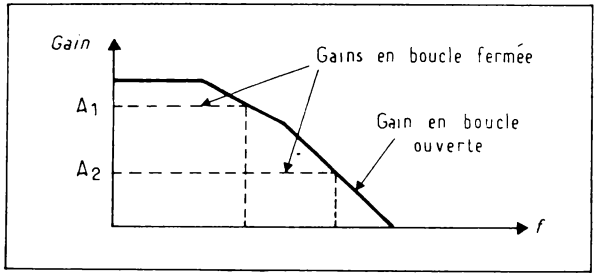


Fig. 4.5. — Courbes de réponse d'un amplificateur opérationnel. A la courbe de réponse en boucle ouverte, sont superposées deux courbes de réponse en boucle fermée, correspondant à deux valeurs de gain.

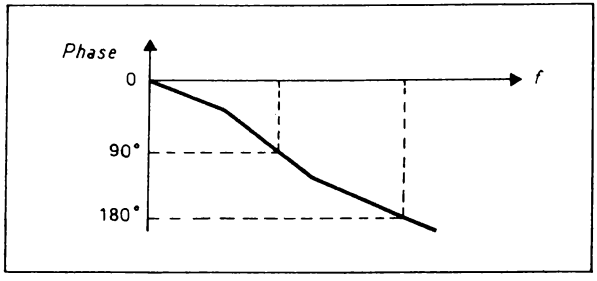


Fig. 4.6. — Courbe de réponse en phase d'un amplificateur opérationnel en boucle fermée.

Pour un gain égal à A_1, l'amplificateur introduit un déphasage de 90° et il sera stable puisque les résistances n'introduisent pas de déphasage supplémentaire. Pour un gain égal à A_2, l'amplificateur a un déphasage de 180°, donc le circuit oscillera à la fréquence où le gain en boucle fermée sera égal au gain en boucle ouverte. Pour un gain compris entre A_1 et A_2, le déphasage variera entre 90° et 180° et on obtiendra certaines remontées de la courbe de gain et certains dépassements *(« overshoot »)*.

4.3. Erreurs en fréquence

Prenons le cas d'un amplificateur monté en non-inverseur. L'équation en boucle fermée est :

$$A_{BF} = \frac{A}{1 + A\beta} = \frac{1/\beta}{1 + 1/A\beta}$$

Si on veut séparer le module et la phase, on écrira :

$$A = |A| e^{i\varphi}$$
(Note : $i^2 = -1$)

Donc le gain en boucle fermée s'écrit :

$$A_{BF} = \frac{1/\beta}{1 + e^{-i\varphi}/|A|\beta}$$

ou

$$A_{BF} = \frac{1/\beta}{1 + \frac{\cos\varphi}{|A|\beta} - i\frac{\sin\varphi}{|A|\beta}}$$

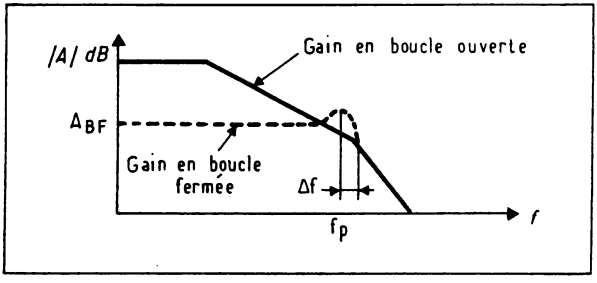


Fig. 4.7. — Sur un même graphique, on porte la courbe de réponse du module du gain en boucle ouverte et celui du gain en boucle fermée. Quand on fait la mesure du gain en boucle fermée en fonction de la fréquence, une remontée du gain apparaît pour une certaine fréquence.

La courbe de réponse de l'amplificateur en boucle fermée se présente sous la forme de la figure 4.7. Si la boucle de contre-réaction est composée de résistances, β qui caractérise le taux de contre-réaction est constant ; on peut alors calculer la remontée du gain (c'est le maximum d'une fonction) en annulant la dérivée, puis le rapport de cette valeur au gain normal. On porte sur un graphique millimétrique en ordonnée, en dB, la valeur de la remontée du gain et en abscisse, la phase de 90° à 180° et l'on trace deux courbes (fig. 4.8) :

$$20 \log \frac{-1}{\cos \varphi} \, , 20 \log \frac{1}{\sin \varphi}$$

Sur ce graphique de base, on trace la courbe du module du gain de la boucle $|A|\beta$ en fonction de la phase. La courbe du module coupe la courbe de la dérivée $(-1/\cos\varphi)$: nous avons la phase à laquelle se produira cette remontée de gain. Pour connaître la valeur de cette remontée, il suffit de lire sur la courbe du gain crête $(1/\sin\varphi)$ la valeur en dB correspondant à la phase indiquée en abscisse.

Si l'on prend le cas du montage inverseur, l'équation de départ est :

$$A_{BF} = \frac{1 - 1/\beta}{1 + 1/A\beta}$$

La condition pour laquelle le gain deviendra maximum, sera :

$$|A|\beta = 1/\cos\varphi$$

Nous remarquons que c'est la même condition que pour le montage non-inverseur. La valeur de ce gain maximum, ou cette remontée de la courbe de réponse en amplitude, sera :

$$|A_{BF}|_{max} = \frac{1 - 1/\beta}{\sin \varphi}$$

Le rapport de la remontée de gain au gain normal est exprimé en dB :

$$|\text{Gain crête}| = 20 \log \frac{|A_{BF}|_{max}}{A_{BO}}$$

où $A_{BO} = 1 - 1/\beta$ est le gain normal boucle fermée pour un inverseur. Ainsi :

$$|\text{Gain crête}| = 20 \log \frac{1 - 1/\beta}{\sin \varphi \, . \, (1 - 1/\beta)} = 20 \log \frac{1}{\sin \varphi}$$

La fréquence f_P (voir fig. 4.8) à laquelle se produit le gain crête est déterminée par la valeur de la phase, mais la bande de fréquence Δf dépend de la *marge de phase* que l'on a dans cette région de fréquence.

On peut rencontrer des cas plus complexes, où le système d'amplificateur en boucle fermée (ou asservissement boucle fermée) se comporte comme un système à deux pôles. Les règles générales de l'analyse mathématique s'appliquent dans la plupart des cas. En effet on a à faire à une fonction passe-bas du second ordre.

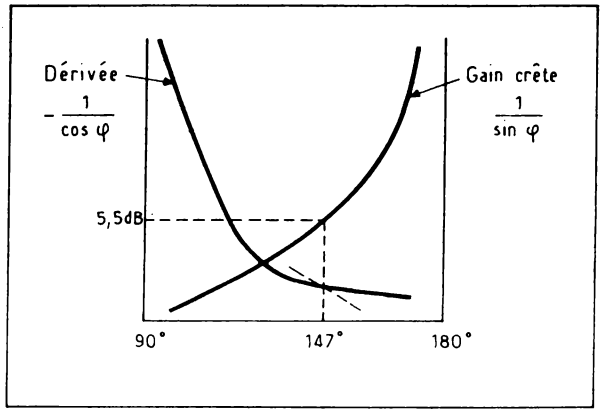


Fig. 4.8. — Graphique permettant de prévoir la valeur de la remontée du gain pour un amplificateur utilisé en montage inverseur ou en montage non-inverseur.

Le facteur de surtension Q est plus important en boucle fermée qu'en boucle ouverte et dépend du taux de contre-réaction, donc du montage utilisé. Pour une même valeur absolue de gain en boucle fermée, le coefficient de surtension sera plus grand dans un montage non-inverseur que dans un montage inverseur. Comme le facteur $A\beta$ est au dénominateur de l'équation caractéristique, plus il sera grand, plus la surtension sera faible ; mais inversement pour des gains faibles en boucle fermée, on notera une surtension importante. Pour déterminer la valeur du gain crête, il faut se reporter à une courbe paramétrique telle que donnée en figure 4.9.

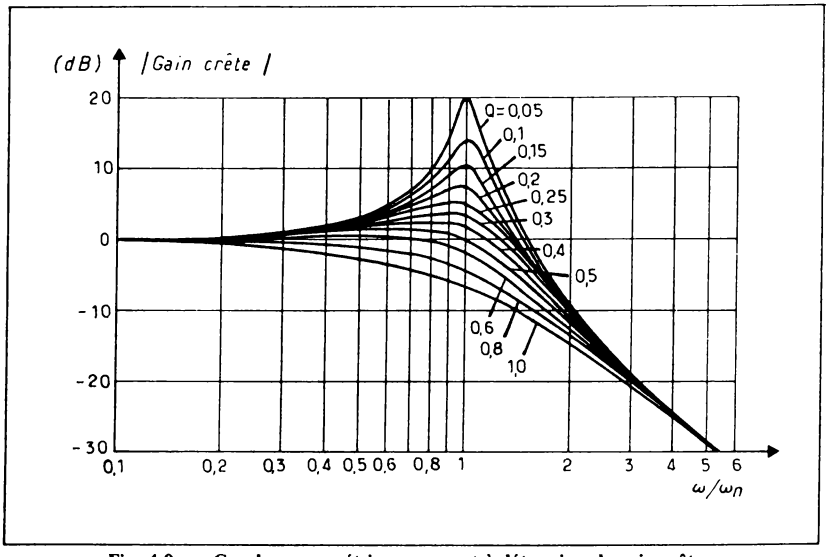


Fig. 4.9. — Courbes paramétriques servant à déterminer le gain crête.

D'autres erreurs sont à considérer telles qu'elles apparaissent dans une réponse de l'amplificateur à des impulsions : les *suroscillations*. On exprime les suroscillations par un pourcentage, ou *facteur de rebondissement,* c'est-à-dire le rapport entre le surcroît d'amplitude et l'amplitude finale exprimé en pourcentage. Mais le signal de sortie peut osciller de nombreuses fois avant de se stabiliser sur la valeur finale. On détermine un second paramètre qui est le temps de stabilisation, c'est-à-dire le temps nécessaire pour que le signal de sortie atteigne la valeur finale à une tolérance près (± 5 %).

Le facteur de rebondissement est égal à :

$$k_{ov} = 100\ \% \exp \frac{-Q\pi}{\sqrt{1 - Q^2}}$$

En fonction des valeurs du coefficient de surtension Q correspondant à l'amplificateur considéré, on pourra calculer rapidement à partir de la figure 4.10 les valeurs du rebondissement et du temps de stabilisation.

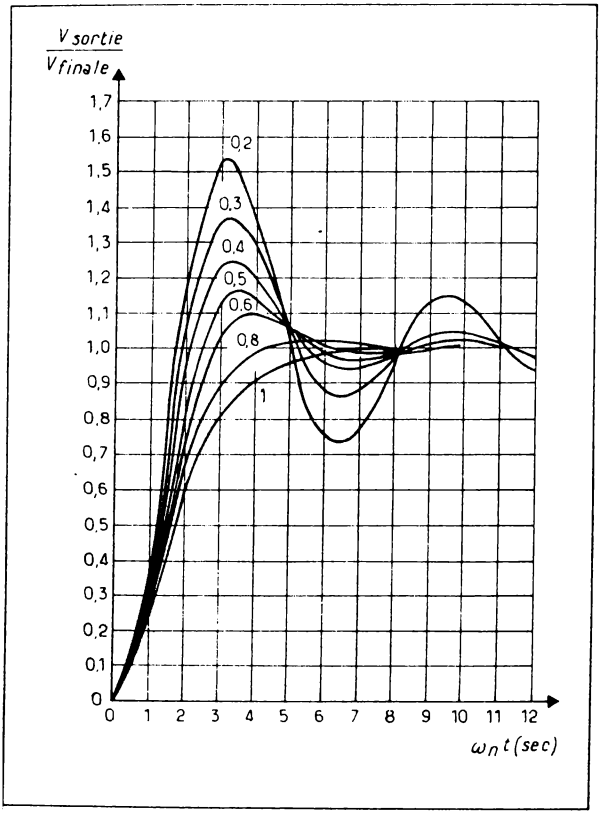


Fig. 4.10. — Courbes servant à calculer les valeurs du rebondissement et du temps de stabilisation.

4.4. Réponse en fréquence de l'étage de sortie

Nous avons analysé le comportement de l'étage d'entrée et démontré l'influence de la capacité collecteur-base qui, par effet Miller, créait une limitation de la réponse en fréquence. Associé à cette analyse, nous avons considéré le cas des petits signaux. Mais maintenant, nous avons à regarder les limitations apportées par l'étage de sortie. Nous pouvons déjà dire qu'il y a des capacités parasites qui auront le même effet Miller qui remonte de la sortie vers l'entrée. Ainsi, on déterminera des pôles (des fréquences de coupure) pour chaque étage composant l'amplificateur opérationnel.

Mais un autre phénomène apparaît, c'est la possibilité de charger ces capacités parasites en fonction de la fréquence. La question est la suivante : *y-a-t-il suffisamment de courant pour charger cette capacité dans le minimum de temps pour que le signal soit transmis sans déformation ?* En effet, plus la fréquence sera élevée, plus le temps de charge sera court, plus l'étage amplificateur devra fournir de courant pour charger ces capacités parasites. Or, on cherche des amplificateurs opérationnels à faible consommation, ce qui est contraire à une charge rapide. La vitesse de montée du signal en sortie sera d'autant plus importante que l'étage de sortie sera capable de fournir du courant : *amplificateur rapide va avec grande consommation.* A cette notion simple vient, en corrollaire, l'idée que s'il y a du courant en quantité suffisante, on pourra passer des signaux de forte amplitude.

Regardons les courbes de réponse des étages composants un amplificateur opérationnel (chapitre 2, figure 2.8) et la figure 4.11. L'étage de sortie doit avoir une impédance d'entrée élevée, une impédance de sortie faible et un grand gain en courant. La structure de base est le totem-pôle en classe AB : un transistor NPN entre « Plus » et « Sortie », et un transistor PNP entre « Sortie » et « Moins ». Le schéma équivalent correspondant à l'état bloqué du transistor PNP est dessiné figure 4.12.

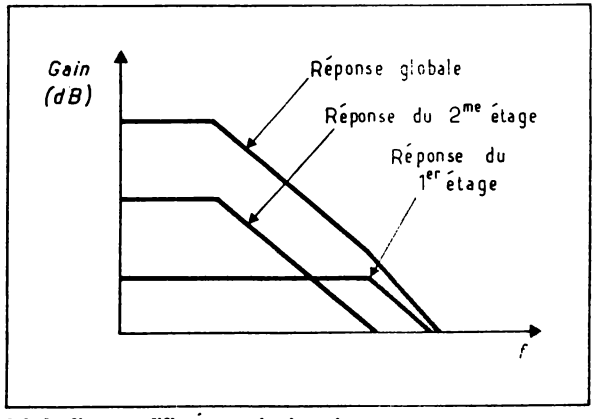


Fig. 4.11. — La réponse globale d'un amplificateur opérationnel est le produit des réponses de chacun des étages le composant (en boucle ouverte).

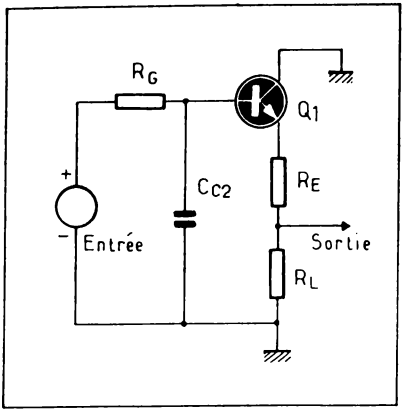


Fig. 4.12. — Représentation simplifiée de l'étage de sortie d'un amplificateur opérationnel : un seul transistor conduit — (Cas d'un étage de sortie émetteur suiveur classe AB).

La capacité d'entrée est égale à deux fois la capacité C_{C2} et la fréquence de coupure est donnée par :

$$f = \frac{R_G + \beta R_L}{2\pi \beta R_G R_L C_c}$$

Ces deux éléments expliquent pourquoi la réponse du deuxième étage représentée sur la figure 4.11 a une fréquence de coupure si basse : la capacité d'entrée est double, l'impédance d'entrée est forte. Donc, pour des signaux d'entrée qui développeront la pleine dynamique de l'étage de sortie, la fréquence maximale transmissible sera très basse. Nous avons deux cas à considérer :

- petits signaux à l'entrée, mais gain en boucle fermée important ; ce sont les capacités internes qui ont un rôle dominant ;
- grands signaux à l'entrée, mais gain en boucle fermée réduit ; ce sont les capacités de compensation de phase extérieures qui ont une influence prépondérante.

Certains techniciens préfèrent parler de la réponse en fréquence à pleine puissance de sortie ; mais s'agit-il de la pleine tension, c'est-à-dire que le signal va aux deux extrêmes de la tension de sortie ? ou s'agit-il du courant maximum de sortie, c'est-à-dire que l'amplificateur est chargé au maximum ? Les conditions de mesure, spécifiées dans les catalogues des fabricants, lèveront l'ambiguïté. En général, ils mesurent la vitesse de montée au gain unité avec le maximum de tension disponible en sortie sur une charge nominale. Dans ce cas, il existe une relation entre la vitesse de montée et la fréquence maximale à pleine puissance, cette fréquence à partir de laquelle il y a une déformation de la sinusoïde : elle devient triangulaire, les arrondis prennent l'allure de pointes. Cette fréquence est égale à :

$$f = \frac{S}{2\pi V_p}$$

où S la vitesse de montée, est exprimée en volts par microseconde, V_p la tension crête (non crête à crête) mesurée sur la charge nominale.

Ainsi pour une vitesse de montée à 0,3 V/μs, la fréquence à pleine puissance sera de l'ordre de 5 kHz (cas général des amplificateurs opérationnels) et pour 10 V/μs, cette fréquence atteint 160 kHz. On est très loin des quelques mégahertz qui sont la bande passante petits signaux dans les mêmes conditions : même gain, mêmes réseaux extérieurs, même charge.

Ces considérations sur la vitesse de montée s'appliquent intégralement aux applications telles que les générateurs de signaux carrés, les multivibrateurs ou les monostables réalisés avec des amplificateurs opérationnels. Plus l'amplitude de sortie sera grande, plus basse sera la fréquence d'oscillation. Si l'on utilise des diodes Zener pour écrêter le signal de sortie sur l'étage de sortie, on pourra augmenter légèrement cette fréquence. Par exemple, en limitant à + 5 V la tension de sortie pour avoir un signal compatible TTL (tout en conservant une alimentation ± 15 V), on doublera la fréquence maximale du générateur d'impulsions.

4.5. Les réseaux de compensation en fréquence

4.5.1. Compensation un seul pôle

C'est le cas des amplificateurs à compensation intégrée. Une capacité a été montée en parallèle sur la capacité collecteur-base. L'utilisateur ne se préoccupe de rien, l'erreur dynamique est optimisée dans un domaine de fréquence et de gain. C'est aussi la recommandation générale des fabricants pour les autres amplificateurs opérationnels : elle est simple et économique. Un seul condensateur est branché à l'extérieur du circuit intégré et, en fonction de la valeur (comprise entre quelques picofarads et 30 pF), on obtient des fréquences de coupure différentes.

On voit sur la figure 4.13 que, si on utilise une capacité de 30 pF, on réduit la bande passante et le gain, mais on assure une stabilité inconditionnelle jusqu'au gain unité tant que le réseau de contre-réaction n'introduit pas d'éléments complexes (inductance, capacité).

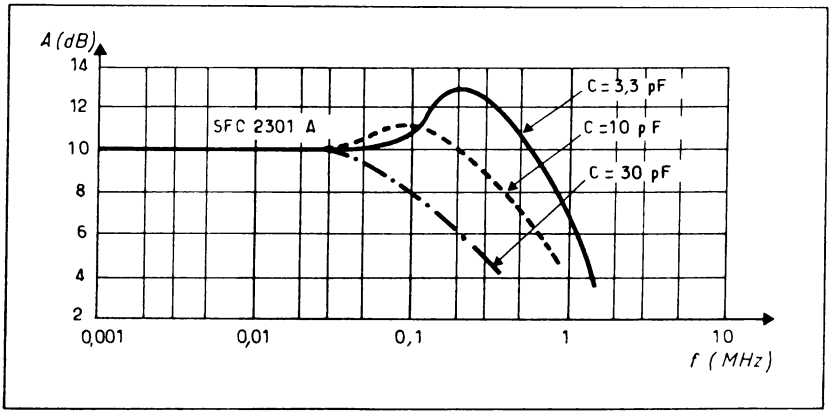


Fig. 4.13. — Compensation un pôle sur un amplificateur de type 101 A. La capacité varie de 3,3 pF à 30 pF et la bande passante va de 150 kHz à 1 MHz.

4.5.2. Compensation par réseaux deux pôles

Cette compensation est destinée à augmenter le gain de boucle aux fréquences intermédiaires, entre 100 Hz et 10 kHz. Cette méthode n'assure pas une stabilité de l'amplificateur opérationnel pour toutes les valeurs de gain en boucle fermée, mais uniquement pour celles où le gain en boucle ouverte décroît à moins de 12 dB par octave (fig. 4.14).

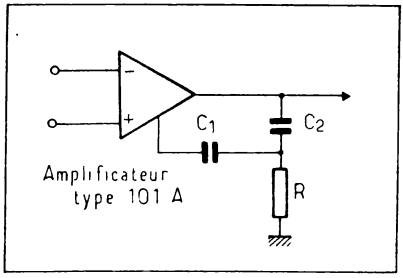


Fig. 4.14. — Exemple de compensation par réseau deux pôles.

Le condensateur C_1 assure la compensation en fréquence mais, grâce au pont diviseur $C_2 - R$, la tension alternative qui charge le condensateur C_1 est très faible en basse fréquence et croît avec la fréquence. Quand l'impédance de C_2 est supérieure à la valeur de R, le gain décroît à 12 dB par octave ; quand elle est inférieure, il décroît à 6 dB par octave.

Exemple : avec $C_1 = 30$ pF et $C_2 = 300$ pF, on veut atteindre une fréquence de 50 kHz. Quelle est la valeur de R ?

$$R = \frac{1}{2\pi Cf} = \frac{1}{2\pi \times 300\ 10^{-12} \times 5\ 10^4} = \frac{10^5}{3\pi}$$

$$R = 10\ k\Omega$$

Il ne faut pas oublier que, quand le gain décroît à 12 dB par octave, il y a un risque d'oscillation. Cette méthode de compensation doit être utilisée avec beaucoup de précautions.

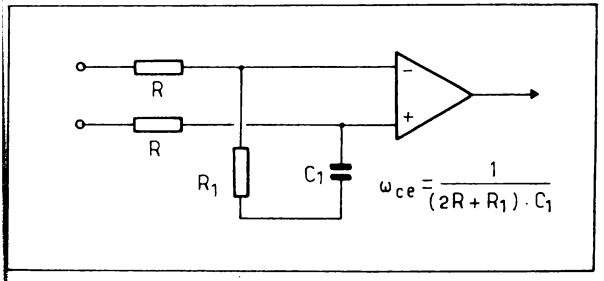


Fig. 4.15. — Exemple de compensation par retard de phase en entrée. La fréquence de coupure introduite par le réseau extérieur est plus basse que celle dûe à l'effet Miller du premier étage.

4.5.3. Compensation par retard de phase à l'entrée

Cette méthode, curieuse au premier abord, améliore le comportement de l'amplificateur utilisé en grands signaux et à fréquence élevée. En effet, on cherche à dégrader le pôle d'entrée, c'est-à-dire à substituer à la fréquence de coupure définie par l'effet Miller de la capacité collecteur-base de l'étage d'entrée, une autre fréquence, plus basse, déterminée par un réseau extérieur (fig. 4.15).

La difficulté consiste à obtenir un ω_{ce} très inférieur à la fréquence de coupure due à l'effet Miller, sans atteindre des valeurs de composants trop élevées. L'intérêt de cette méthode se trouve dans des contre-réactions en tension telles qu'appliquées sur les amplificateurs non-inverseurs, suiveurs, différentiels, c'est-à-dire dans tous les cas où l'entrée non-inverseuse n'est pas reliée à la masse. Il faut noter que la résistance série avec l'entrée intervient dans la fixation de cette nouvelle fréquence de coupure et que, s'il y a lieu d'ajuster un élément, il est préférable d'agir sur R_1.

4.5.4. Compensation par avance de phase

Le principe de cette compensation consiste à court-circuiter le premier étage de l'amplificateur, pour des fréquences suffisamment élevées, par un condensateur extérieur ; c'est un circuit passe-haut (fig. 4.16). Lorsque la fréquence croît, le signal fourni par le premier étage au second reste constant au lieu de décroître jusqu'à compenser l'atténuation apportée par les effets parasites du premier étage. Si l'on n'y prend pas garde, cette atténuation peut

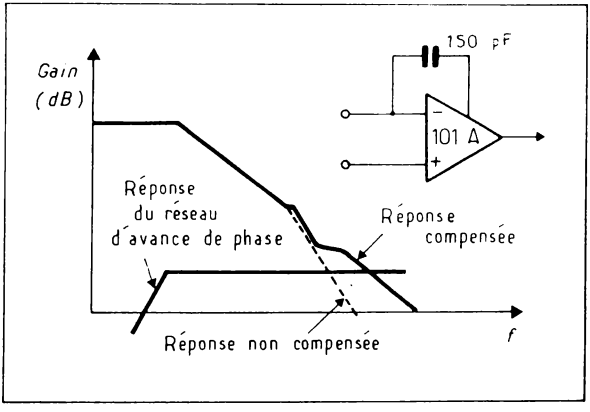


Fig. 4.16. — Exemple de compensation par réseau d'avance de phase sur un amplificateur de type 101 A et courbes de réponse associées.

réapparaître sur la courbe de la réponse globale de l'amplificateur, montrant la nécessité de rajouter un élément dans le réseau de contre-réaction (fig. 4.17).

Cette méthode ne dégrade pas la tension ou le courant de décalage à l'entrée. Le gain en boucle ouverte est légèrement augmenté et la bande passante à pleine puissance va passer de 6 kHz à 250 kHz environ. Devant ces

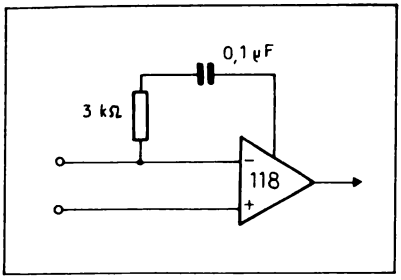


Fig. 4.17. — Exemple de compensation par réseau d'avance de phase sur un amplificateur de type 118. La vitesse de montée du signal de sortie passe de 50 V/µs à 150 V/µs.

performances intéressantes en haute fréquence et en vitesse, il faut prendre des précautions de câblage : découpler les alimentations avec des condensateurs céramique disque de 10 nF, câblés près du circuit intégré.

Même des amplificateurs à consommation réduite comme le modèle 108 A peuvent utiliser cette méthode de compensation. Les améliorations de performances ne sont pas spectaculaires, mais parfois intéressantes : 3 MHz de bande passante pour 300 µA de consommation, c'est un excellent compromis (fig. 4.18).

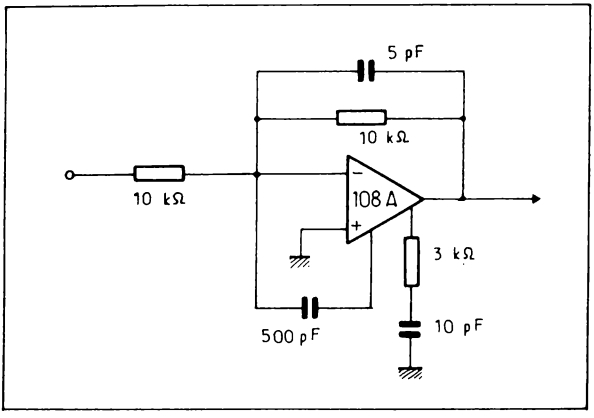


Fig. 4.18. — Exemple de compensation par réseau d'avance des phases sur un amplificateur de type 108 A. La vitesse de montée passe de 0,3 V/µs à 1,3 V/µs et la bande passante petits signaux va jusqu'à 3 MHz.

On peut constater qu'il n'y a pas de réseau bien défini pour tous les amplificateurs. En effet la valeur de la capacité dépend des techniques utilisées pour réaliser le premier étage et de l'endroit où est branché le condensateur. Il faut donc s'en reporter toujours aux conseils du fabricant.

La compensation par avance de phase sera utilisée dans les applications où la rapidité doit être maximale : les générateurs d'impulsions, les intégrateurs rapides, les sommateurs rapides, les systèmes d'acquisition de données numériques.

CHAPITRE 5

LES MONTAGES DE BASE

L'amplificateur opérationnel est un amplificateur à liaison continue possédant un gain élevé. Habituellement, il a deux entrées différentielles (une entrée inverseuse, une entrée non-inverseuse) et une sortie ; il est utilisé la plupart du temps avec un réseau de contre-réaction.

Bien que l'amplificateur idéal n'existe pas, rappelons ses caractéristiques :

— gain infini ;
— tension de sortie nulle pour une entrée nulle ;
— impédance d'entrée infinie ;
— impédance de sortie nulle ;
— bande passante infinie.

Dans les analyses que nous allons faire, nous ferons des simplifications en supposant que certains paramètres sont proches de l'idéal.

5.1. Le montage inverseur

Le montage est dit *inverseur* parce que le signal d'entrée est appliqué sur l'entrée inverseuse. Avec un amplificateur idéal, aucun courant ne circule dans l'entrée inverseuse, tout se retrouve dans la boucle de contre-réaction, quelle que soit la charge qui s'y trouvera. On a, selon la figure 5.1 :

$$i_1 = \frac{e_i - e_1}{Z_1} = \frac{e_1 - E_s}{Z_2} = i_2$$

$$E_s = -A \cdot e_1 \text{ ou } e_1 = -\frac{E_s}{A}$$

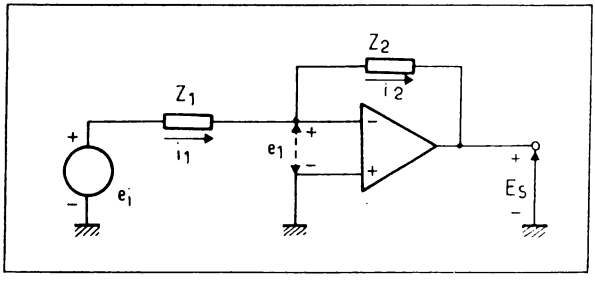


Fig. 5.1. — Principe de montage inverseur.

Quand le gain A en boucle ouverte tend vers l'infini, e_1 tend vers zéro. Donc on a :

$$\frac{E_S}{e_i} = \frac{-Z_2}{Z_1}$$

Ainsi, le gain en boucle fermée ne dépend que de la valeur des éléments composant le réseau de contre-réaction. Le fait que e_1 tende vers zéro signifie que le point de sommation entre Z_1 et Z_2 est un point *neutre,* ou une *masse virtuelle.*

Le courant i_1 est indépendant de Z_2 tout en la traversant, puisqu'il n'y a pas de courant qui traverse l'amplificateur idéal. Si l'on admet qu'une extrémité de Z_2 est à la masse virtuelle, l'autre doit être à un potentiel $E_S = -i_1 Z_2$, la tension de sortie de l'amplificateur. Ainsi, l'impédance d'entrée de ce montage est tout simplement égale à Z_1.

On peut ajouter des sources à l'entrée et réaliser un sommateur. Le point de sommation reste la masse virtuelle :

$$i_1 = \frac{e_1}{Z_1}, \; i_2 = \frac{e_2}{Z_2}, \; i_3 = \frac{e_3}{Z_3}$$

La somme de ces courants traverse l'élément de contre-réaction Z_B créant la tension de sortie :

$$E_S = i_B Z_B = -\left(e_1 \frac{Z_B}{Z_1} + e_2 \frac{Z_B}{Z_2} + e_3 \frac{Z_B}{Z_3}\right)$$

5.2. Le montage non-inverseur

Le montage est dit non-inverseur parce que le signal d'entrée est appliqué sur l'entrée non-inverseuse (fig. 5.2) :

$$e_1 = i_1 Z_1 = E_S \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}$$

$$E_S = A(e_i - e_1)$$

$$E_S = A\left(e_i - E_S \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}\right)$$

$$\frac{E_S}{e_i} = \frac{A}{1 + A\dfrac{Z_1}{Z_1 + Z_2}} = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1}$$

$$\frac{E_S}{e_i} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$$

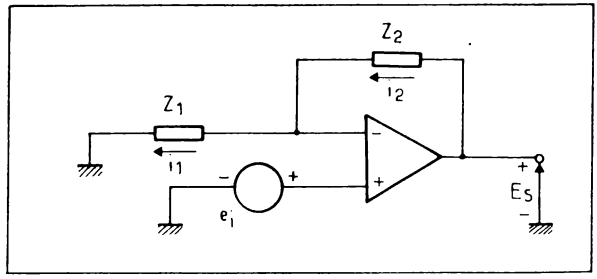


Fig. 5.2. — Le montage non-inverseur est attaqué sur l'entrée « plus ».

Le gain est toujours supérieur à 1 et dépend des valeurs des éléments de contre-réaction. Si Z_2 est remplacé par un court-circuit et Z_1 par un circuit ouvert, nous avons un amplificateur suiveur, de gain égal à 0.999 : *la tension de sortie suit la tension d'entrée,* exactement. L'avantage de tels montages non-inverseurs réside dans l'accroissement de leur impédance d'entrée (dans notre cas, c'est l'impédance de l'amplificateur, soit 10^5 à 10^7 Ω) et leur faible impédance de sortie.

5.3. La contre-réaction

En reprenant les montages précédents, nous pouvons écrire les équations de ces montages fondamentaux à partir du gain A en boucle ouverte et β le taux de contre-réaction.

Montage inverseur :

$$\frac{Es}{ei} = \frac{1 - 1/\beta}{1 + 1/A\beta} = \frac{-Z_2/Z_1}{1 + 1/A\beta}$$

Montage non-inverseur :

$$\frac{Es}{ei} = \frac{1/\beta}{1 + 1/A\beta} = \frac{1 - Z_2/Z_1}{1 + 1/A\beta}$$

$$\text{avec } \beta = \frac{1}{1 + Z_2/Z_1}$$

On remarque que l'on pourrait écrire ces équations sous une seule forme :

$$\frac{Es}{ei} = \frac{\text{Gain idéal}}{1 + 1/A\beta}$$

La précision du gain en boucle fermée est limitée par la valeur du gain de boucle idéal. Normalement, le terme $A\beta$ est beaucoup plus grand que 1 pour que le circuit soit stable en boucle fermée. Alors on peut écrire :

$$\frac{Es}{ei} = \text{Gain idéal} \left(1 - \frac{1}{A\beta}\right)$$

Le terme d'erreur $1/A\beta$ est mis en évidence. Si β est à la disposition de l'utilisateur par le choix des valeurs du réseau de contre-réaction, le terme A dépend du choix de l'amplificateur opérationnel. Pour un gain en boucle fermée de 100 et un gain de boucle ouverte de 50.000, l'erreur est de :

$$1 - \frac{101}{50\,000} = 0,00202$$

Avec un amplificateur ayant un gain de 100 dB, l'erreur sur le gain en boucle fermée de 100 sera de 1 pour mille (10^{-3}). L'erreur sera de 10^{-4} pour un gain de boucle ouverte de 120 dB, ce qui est, très difficile à mesurer.

Autre particularité de la contre-réaction, c'est l'inversion. Quand on insère dans la boucle de contre-réaction un quadripôle ayant une fonction $f(x)$, en sortie de l'amplificateur contre-réactionné la fonction obtenue est la réciproque, soit $f^{-1}(x)$. Par exemple, si le quadripôle a une fonction exponentielle, on obtient une fonction logarithmique. Ceci est utilisé dans le cas des multiplicateurs et des diviseurs analogiques.

CHAPITRE 6

APPLICATIONS AUX MESURES ET À L'INSTRUMENTATION

6.1. Faire varier le gain par une tension extérieure

Le principe de base est d'utiliser un transistor dont l'impédance varie linéairement depuis le blocage jusqu'à la conduction. Le meilleur élément est le transistor à effet de champ (fig. 6.1). On a :

• $\text{Gain} = 1 + \dfrac{R1}{r_d}$

avec $r_d = r_o \dfrac{V_p}{V_p - V_{GS}}$

comme $V_c = V_p - V_{GS}$,

on a $r_d = r_o \dfrac{V_p}{V_c}$ et le gain est égal à :

$$\text{Gain} = 1 + \frac{R1}{r_o} \frac{V_c}{V_p}$$

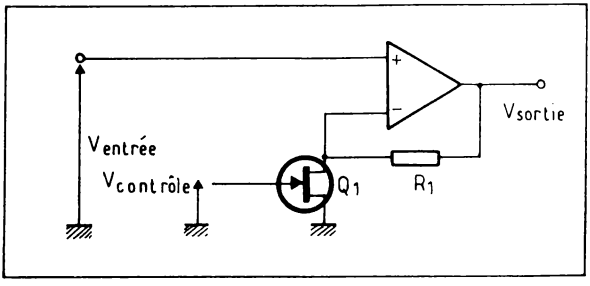


Fig. 6.1. — Pour faire varier le gain en boucle fermée d'un amplificateur, il suffit de faire varier l'impédance d'un des éléments du réseau de contre-réaction. Le transistor Q_1 présente une impédance variant avec l'amplitude de la tension appliquée sur la grille.

Si l'on ne veut pas que le gain varie jusqu'à 1, il suffit de placer une résistance R_2 en parallèle sur le transistor à effet de champ. Alors, l'équation du gain est :

$$\text{Gain} = 1 + \frac{R1}{R2} + \frac{R1}{r_o} \frac{V_c}{V_p}$$

Si l'on veut une bonne linéarité, il faut choisir un transistor à effet de champ ayant un canal assez large comme le 2 N 4869. On peut améliorer la caractéristique du transistor à effet de champ en appliquant une fraction de la tension V_{DS} en série avec la tension de commande de gain (fig. 6.2).

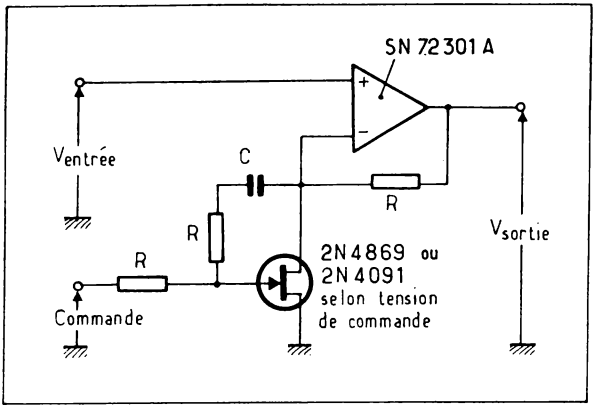


Fig. 6.2. — Le gain varie selon la loi de variation de l'impédance du transistor à effet de champ. Pour avoir une loi de variation linéaire, il faut corriger la fonction de transfert du transistor en plaçant en série avec la tension de commande une fraction de la tension d'alimentation du drain.

La tension de commande ne peut dépasser la valeur de la tension de pincement V_P. Pour un 2 N 4869, la tension de commande pourra varier de 0 à 3,7 V ; pour un 2 N 4091, elle pourra être comprise entre 0 et 8,2 V (fig. 6.3).

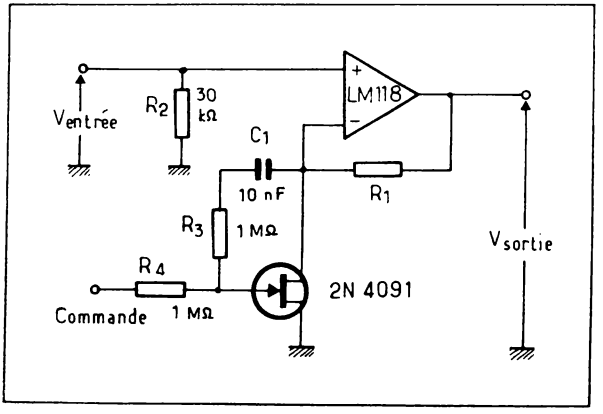


Fig. 6.3. — La variation de gain en fonction de la fréquence est due aux performances propres de l'amplificateur opérationnel et non à celles du transistor de commande. On choisira un LM 118 pour avoir une large bande passante.

Pour un gain variant de 1 à 1000, R_1 sera égal à 20 kΩ ; pour un gain allant jusqu'à 100, R_1 sera égal à 2 kΩ. Avec un amplificateur du type

LM 118, la bande passante sera de 20 kHz, la tension d'entrée, pour un gain de 1000, sera de 8 mV efficaces. Si l'on choisit un amplificateur du type LM 101 A, la bande passante sera réduite à 10 kHz.

En utilisant un quadruple amplificateur opérationnel (4 amplificateurs intégrés sur la même pastille et encapsulés dans un seul boîtier) et un quadru-

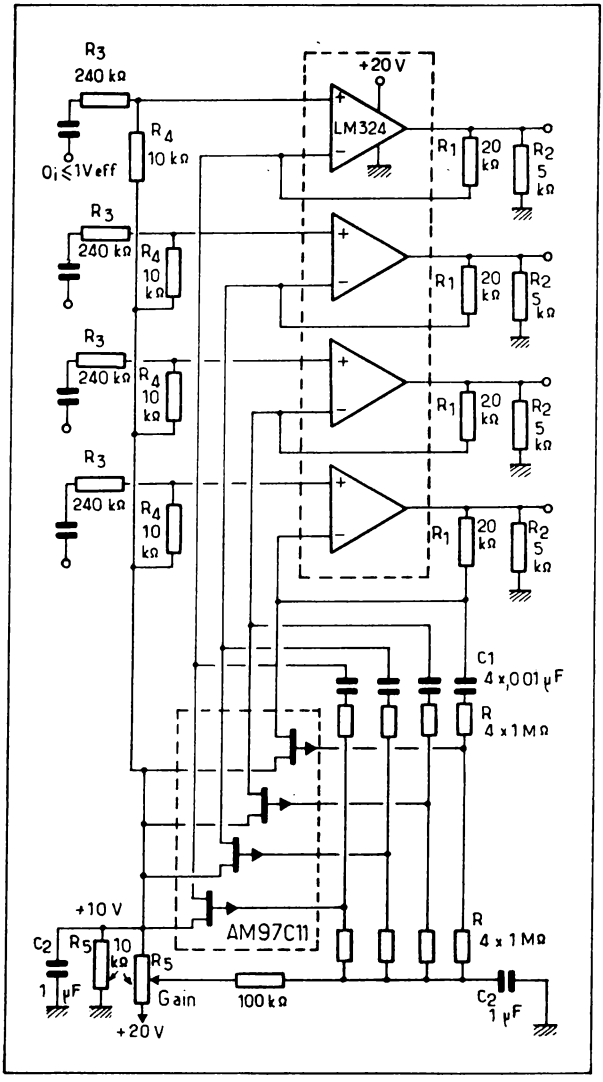


Fig. 6.4. — Pour faire varier simultanément le gain de 4 amplificateurs, il suffit d'appliquer la même tension sur 4 transistors. L'intérêt des quadruples amplificateurs et des quadruples transistors est démontré, ici, par le gain de place, mais aussi par un comportement similaire en température.

ple transistor à effet de champ (AM 97 C 11), on peut contrôler simultanément 4 voies d'amplificateur. Le gain varie de 1 à 100, la bande passante est de 10 kHz, le rapport signal/bruit est de 70 dB, la tension de sortie maximale est de 4,3 V eff (fig. 6.4).

Les mêmes schémas peuvent être réalisés avec des transistors NPN ou PNP, mais la plage de la tension de commande sera beaucoup plus réduite.

6.2. Augmenter la puissance de sortie d'un amplificateur opérationnel

Un amplificateur opérationnel délivre 5 mA sous ± 10 V quand il est alimenté en ± 15 V. Il est donc nécessaire d'ajouter un étage de puissance réalisé avec des transistors complémentaires (fig. 6.5).

La résistance de 470 Ω élimine les oscillations parasites venant des transistors de sortie ; les résistances de 50 Ω limitent le courant de sortie et assurent une certaine protection contre les surcharges.

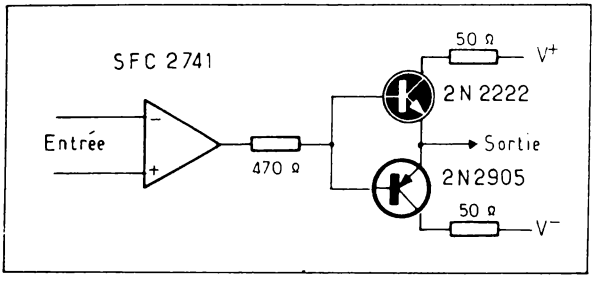


Fig. 6.5. — En reliant la sortie de l'amplificateur à un étage de puissance réalisé avec des composants discrets, on augmente le courant disponible. Une paire complémentaire comme 2 N 2222 et 2 N 2905, on obtient 200 mA en réglant la résistance de protection de 50 Ω.

Dans le schéma de la figure 6.6, les transistors de sortie sont alimentés à partir des broches d'alimentation (7,4) de l'amplificateur opérationnel. Les résistances R_1 (470 Ω) sont suffisamment faibles pour que les transistors de sortie ne soient pas conducteurs quand l'amplificateur est à son courant de repos dans le pire des cas. Les résistances R_2 (200 Ω) et R_3 (300 Ω) chargent la sortie de l'amplificateur opérationnel. Pour une excursion *positive* de 0,5 V de la tension de sortie, le transistor Q_1 conduit et alimente la charge ; pour une excursion *négative,* c'est le transistor Q_2. On peut ajouter des résistances en série avec les émetteurs des transistors de sortie pour limiter le courant en cas de court-circuit. Le condensateur C_1 permet d'optimiser la réponse en fréquence en fonction du gain (gain = 1 et C_1 = 100 pF ; gain = 100 et C_1 = 3 pF). Le condensateur C_2 (0,1 pF) stabilise la boucle.

L'amplificateur de la figure 6.7 est protégé par R_1 (courant de sortie limité à 12,5 mA). Les diodes D_1 à D_4 et les résistances R_2 et R_3 protègent l'étage de sortie. En effet, quand la tension aux bornes de R_2 ou de R_3 dépasse 0,7 V, le courant de sortie est shunté par les diodes. Alimenté en ± 38 V, cet amplificateur sort un signal de ± 33 V sur une charge de 400 Ω. La réponse en fréquence du circuit est déterminée par le choix de l'amplificateur. Pour un

bon fonctionnement, il est nécessaire de monter les transistors Q_1 et Q_2 sur un dissipateur (Thermalloy 2230-5).

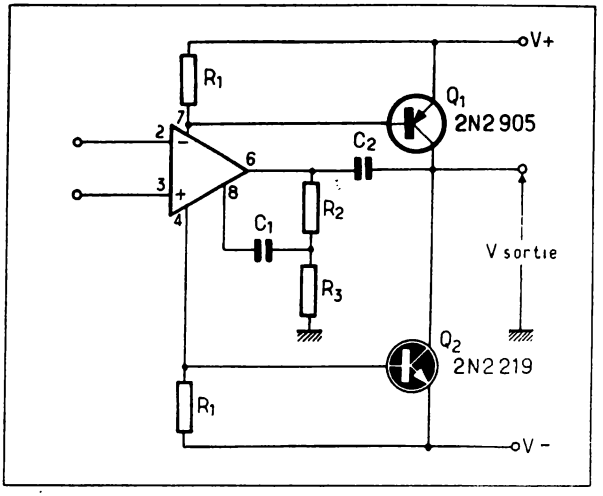


Fig. 6.6. — Cas particulier du MLM 308, amplificateur à consommation réduite qui n'a pas de compensation intégrée. L'étage de sortie composé par Q_1 et Q_2 a un grand gain en courant, mais la bande d'amplification doit être stable : d'où les réseaux C_1, R_2,R_3 , C_2.

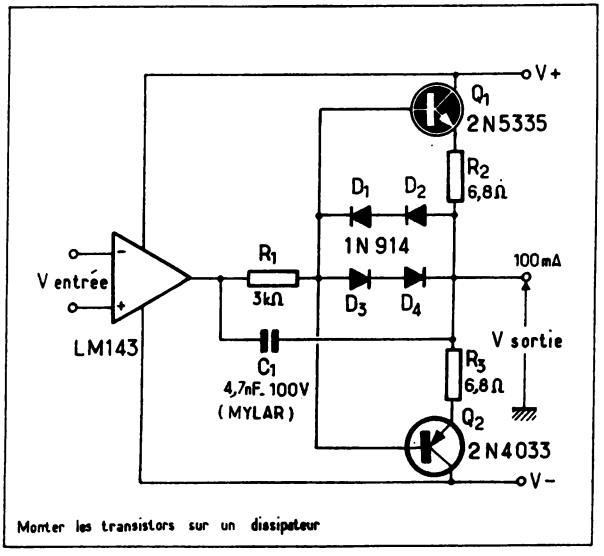


Fig. 6.7. — Pour réaliser le compromis tension d'alimentation élevée et courant de sortie élevé, il faut bien choisir son amplificateur opérationnel. Ici le LM 143 est utilisé pour ces raisons. Un calcul des puissances dissipées par les transistors déterminera le radiateur à utiliser.

Avec un étage Darlington en sortie (fig. 6.8), on peut atteindre un courant de un Ampère. C'est à travers les résistances R_4 et R_5 que passe le courant de commande des transistors de sortie. S'il faut plus de courant, il sera fourni par l'amplificateur à travers les résistances R_2 et R_3. La protection contre les courts-circuits est assurée par les diodes D_1, D_5 et D_6 pour les surcharges positives, par les diodes D_4, D_7 et D_8 pour les surchages négatives. Le courant maximum est déterminé par les résistances R_8 et R_9. En effet, la chute de tension de 0,7 V aux bornes de celle-ci entraîne la mise en route des circuits de protection. et l'on a :

$$I_{max} = \frac{0{,}7\ V}{0{,}68} = 1\ A$$

Les diodes D_1, D_2, les transistors Q_1 et Q_3 seront à placer sur un même dissipateur (Thermalloy 6006 B), de même que les diodes D_3, D_4 et les transistors Q_2 et Q_4. Toutes les diodes sont des 1 N 3193. Le gain est égal au rapport des résistances R_{11}/R_{10}, soit 10.

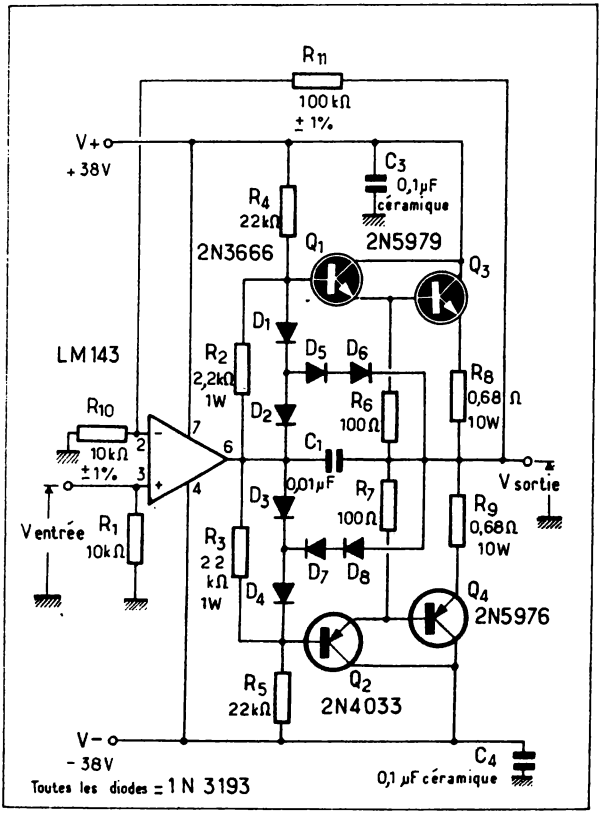


Fig. 6.8. — Avec l'emploi de transistors Darlington, les courants de sortie peuvent dépasser l'ampère. Les protections contre les surcharges positives et négatives sont effectuées grâce à des diodes. Il ne faut pas oublier de prévoir un dissipateur même pour elles.

Si la protection des étages de sortie semble compliquer les circuits électroniques, on pourra utiliser un transistor de puissance protégé thermiquement (fig. 6.9). Avec un SFC 2308, la bande passante sera seulement de 300 Hz. Il faudra découpler les alimentations avec des condensateurs au tantale de 1 μF, vu que l'on peut débiter 1 A avec cet étage de sortie.

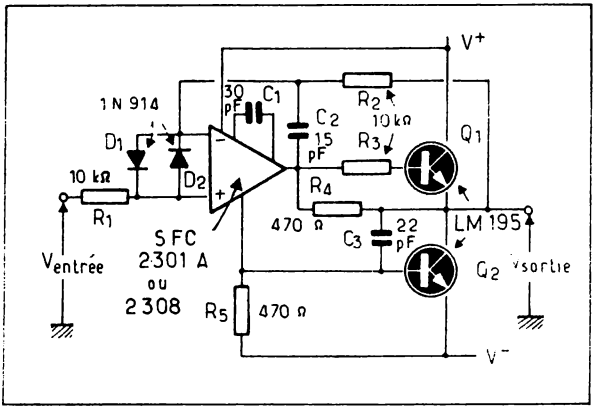


Fig. 6.9. — La protection de l'étage de puissance est intégrée dans les transistors Q_1 et Q_2. Au-delà d'une certaine température de jonction (du silicium) le transistor est bloqué automatiquement, et ce, quelle que soit la cause : surcharge, surtension, court-circuit.

Dans le cas de l'utilisation d'un amplificateur alimenté à partir d'une seule source de tension, il faut modifier le schéma comme le montre la figure 6.10. Le courant de sortie peut atteindre 3 A.

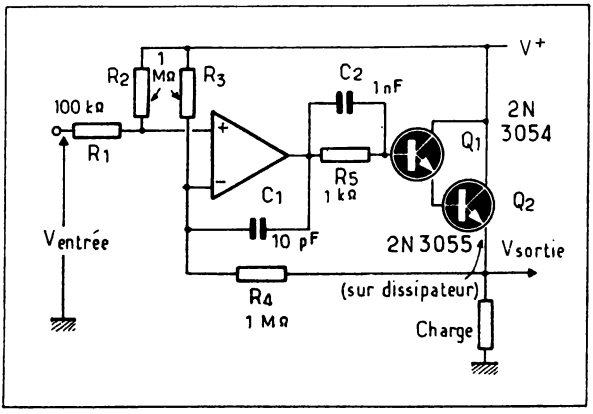


Fig. 6.10. — Si l'on ne dispose que d'une seule tension d'alimentation, il faut modifier les précédents schémas et prendre soin que la sortie de l'amplificateur opérationnel soit à un potentiel égal à V/2.

Dans le cas où il faut alimenter une charge en flottant, c'est-à-dire sans point de référence à la masse, on utilise deux amplificateurs et la charge est branchée entre les sorties des amplificateurs (fig. 6.11). L'amplificateur A_1 est dans la configuration d'un suiveur [Gain = 1 + (R_1/R_2)], l'amplificateur A_2 est un inverseur (Gain = $-R_3/R_4$). Il faut que les gains de A_1 et de A_2 soient égaux. Pour un gain de 50, $R_1 = 98$ kΩ, $R_2 = 2$kΩ, $R_3 = 100$ kΩ, $R_4 = 2$ kΩ.

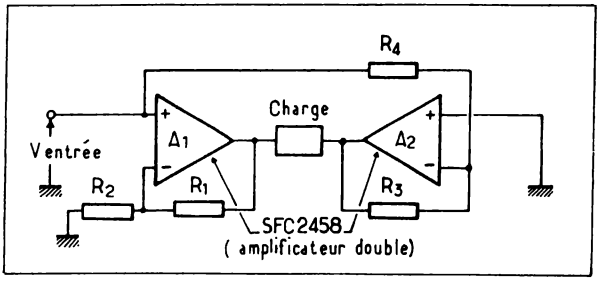


Fig. 6.11. — Pour alimenter une charge qui n'a pas de point relié à la masse, on utilisera deux amplificateurs : l'un fonctionnera en suiveur, l'autre en inverseur, mais les gains seront égaux en valeur absolue.

On peut améliorer l'impédance d'entrée du circuit en apportant quelques modifications (fig. 6.12). Quand l'amplificateur A_1 fonctionne en suiveur, le gain est 1 + (R_1/R_2) et le point B est une masse virtuelle. Quand l'amplificateur A_2 fonctionne en inverseur, le signal est pris sur la chaîne de contre-réaction de A_1, au point C d'impédance très faible devant R_1. La tension est égale aux deux entrées de l'amplificateur A_1. Le câblage d'un tel montage est critique si l'on veut éviter des oscillations.

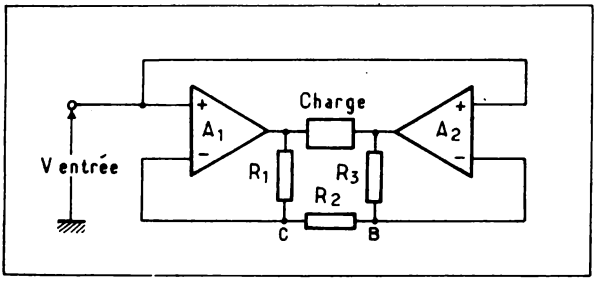


Fig. 6.12. — L'impédance d'entrée d'un suiveur et celle d'un inverseur ne sont pas égales, ce qui risque de perturber le signal d'entrée. Dans ce schéma, les amplificateurs A_1 et A_2 présentent au générateur extérieur l'impédance d'un montage suiveur. Câblage très délicat.

Autre configuration, celle de la figure 6.13. L'amplificateur A_1 est monté en suiveur, puis il attaque un amplificateur A_2 monté en gain (− 1). La charge est placée entre les sorties de A_1 et de A_2. La tension de sortie aux bornes de la charge est :

- Sortie A_1 − Sortie A_2.
- Sortie A_1 − (− Sortie A_1) = 2 × Sortie A_1.

Si l'on utilise un amplificateur sortant 20 V crête à crête, il y aura 40 V crête à crête aux bornes de la charge. Avec un LM 143 alimenté avec ±38 V, la tension aux bornes de la charge sera de 130 V crête à crête.

Il ne faut pas oublier de découpler les sources d'alimentation avec des condensateurs céramique de 0,1 μF.

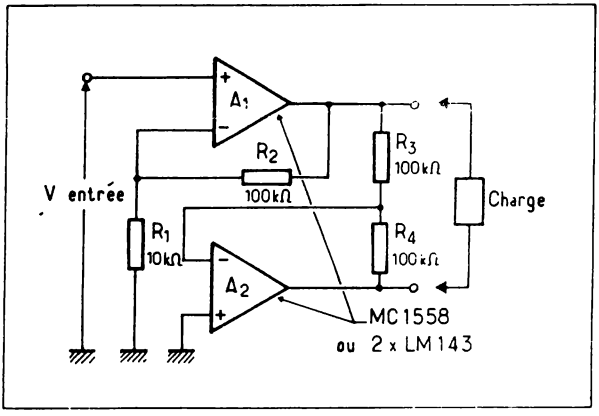


Fig. 6.13. — Autre possibilité, mettre les amplificateurs en cascade. On utilise la propriété de déphasage de l'inverseur, l'amplificateur A1 a un gain de 11 (ou autre), mais l'amplificateur A2 aura toujours un gain de (−1).

6.3. Effectuer de bonnes mesures électriques

Pour ne pas fausser la mesure, il faut mettre une résistance de source de 2 MΩ. Si l'on veut un gain de 100, la résistance de contre-réaction doit être de 200 MΩ : une telle valeur est très difficile à trouver. Le schéma suivant permet de multiplier la résistance R2 par 100, le rapport de division du pont de résistances (R4/R3) situé dans la boucle de contre-réaction (fig. 6.14). Le gain est égal à :

$$\frac{R_2}{R_1} \times \frac{R_3 + R_4}{R_3}$$

L'inconvénient est que la tension d'offset est multipliée par 200 dans notre cas (au lieu de 101 pour un montage classique avec des faibles valeurs de résistances). On peut changer quelques valeurs pour réduire cette anomalie : R2 = 20 MΩ, R3 = 5,5 kΩ. Le gain est de 110 pour le signal utile et pour la tension de décalage.

Autre application : la mesure d'un accéléromètre piézo-électrique. La fréquence de coupure basse est déterminée par le produit R1 . C et non par les éléments de l'accéléromètre (fig. 6.15).

S'il y a le problème des impédances élevées, il y a aussi celui des courants de fuite, par exemple, avec une photo-diode. Normalement, elle fonctionne

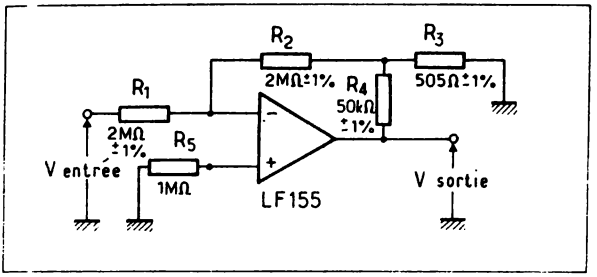


Fig. 6.14. — La précision dans les mesures électriques est un souci. Il ne faut pas perturber la source d'information. D'où des impédances d'entrées élevées. Mais ici, grâce au pont de résistances R_3/R_4, on évite d'utiliser des valeurs trop élevées et trop instables en contre-réaction.

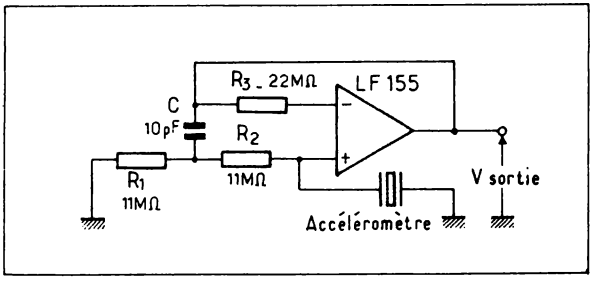


Fig. 6.15. — Un accéléromètre est un générateur très délicat. L'intérêt des amplificateurs Bi-Fet comme le LF 155 est très grand.

avec une tension inverse aux bornes de sa jonction. A haute température, le courant de fuite est presque égal au courant utile. Cependant, le courant de sortie en court-circuit n'est pas perturbé par le courant de fuite. D'où le montage de la figure 6.16.

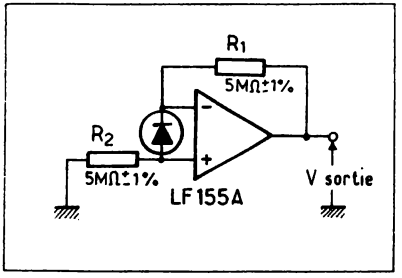


Fig. 6.16. — Le problème des photo-diodes est le courant de fuite. Il faut un amplificateur à courant d'entrée le plus réduit possible. L'amplificateur Bi-Fet s'impose.

6.4. Les montages en pont

Les montages en pont sont très utilisés dans la mesure, car il semble aisé et précis de comparer quelque chose d'inconnu à quelque chose de connu. Dans le montage de la figure 6.17, on utilise un amplificateur opérationnel à faible tension d'offset. Sur les bras du pont, on a les tensions suivantes :

$$V_1 = \frac{V}{2}, V_2 = V \cdot \frac{R}{2R + \Delta R}$$

$$V_2 - V_1 = -\frac{V}{4} \frac{\delta}{1 \times \delta/2} \text{ avec } \delta = \frac{\Delta R}{R} \cdot$$

La tension de sortie est égale à :

$$V_{sortie} = K(V_2 - V_1) = -\frac{KV}{4} \frac{\delta}{1 + \delta/2}$$

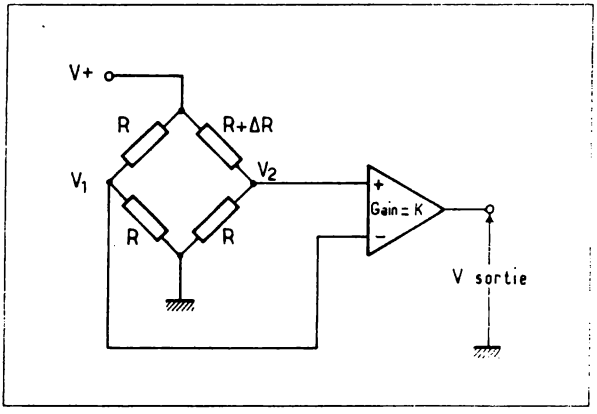


Fig. 6.17. — Les montages en pont utilisent les propriétés de l'étage différentiel placé à l'entrée de l'amplificateur opérationnel. Pour rester précis, il faut limiter les variations $\Delta R/R$.

Et si δ est très petit devant 1, c'est-à-dire pour de faibles variations ΔR (moins de 10 %), la tension de sortie est linéairement proportionnelle à ΔR.

$$V_{sortie} = -KV \frac{\delta}{4}$$

Dans la réalité, il faut tenir compte des résistances de contre-réaction de l'amplificateur et de leurs valeurs par rapport aux éléments du pont (fig. 6.18). Si δ est très petit devant 1 et R_1 très grand devant R, l'équation se simplifie :

$$V_{sortie} = V \frac{\delta}{2} \frac{R_1}{R}$$

La valeur R de l'élément du pont rentre dans la formule de la tension de sortie. Si l'on veut un gain stable en température, les éléments R devront être insensibles à la température. La tension d'erreur en sortie est égale :

$$V_{erreur} = V_{DI} \frac{2R_1 + R}{R} + I_{DI} R_1$$

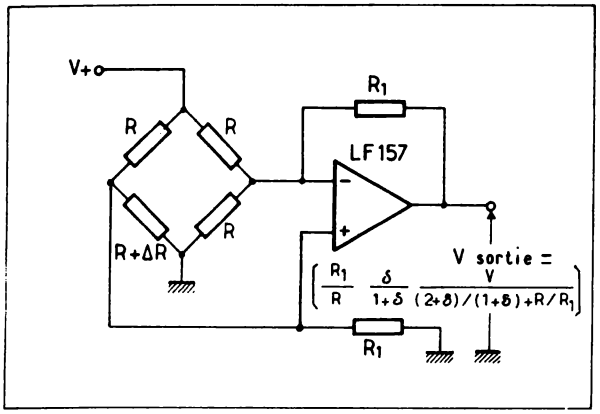


Fig. 6.18. — Schéma complet avec les éléments de contre-réaction associés à l'amplificateur opérationnel. La difficulté est d'avoir un bon zéro, d'où la nécessité de bien connaître la tension d'erreur en sortie. Les deux résistances R1 doivent être rigoureusement égales.

Un autre schéma possible, dans lequel on pourra régler le gain en modifiant les valeurs des éléments de contre-réaction sans perturber l'équilibre du pont, est celui de la figure 6.19. On a :

$$V_{sortie} = V \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{\delta}{4\,(1 + \delta/2)}$$

Si δ est très petit devant 1, on a :

$$V_{sortie} = V \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{\delta}{4}$$

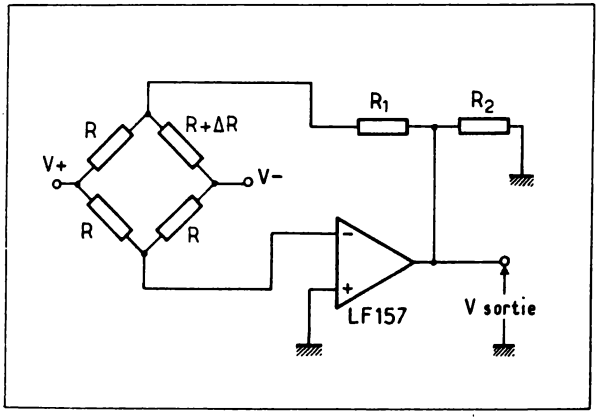


Fig. 6.19. — Faire varier le gain sans perturber l'équilibre du pont est réalisable en alimentant, par exemple, le pont entre une tension positive et une tension négative et en modifiant la valeur de R2.

Le pont doit être alimenté avec une alimentation flottante et il faut faire attention au blindage et au filtrage pour éliminer les problèmes dus aux bruits parasites. On voit que les montages en pont demandent beaucoup de soin. Si les principes apparaissent simples, il faut voir les problèmes d'impédance d'entrée, de résistance élevée en contre-réaction et de mode commun.

Le schéma de la figure 6.20 s'applique pour des faibles variations des capteurs S_1 et S_2. Quand le pont est déséquilibré, l'amplificateur opérationnel maintient à 0 la tension entre ses entrées avec le courant de contre-réaction circulant de la sortie vers l'entrée à travers R_3. Avec $R_1/S_1 = R_2/S_2$ (figure 6.21), la tension de sortie est égale à :

$$V_{sortie} = V^+ \left(1 - \frac{R1}{S1}\right)$$

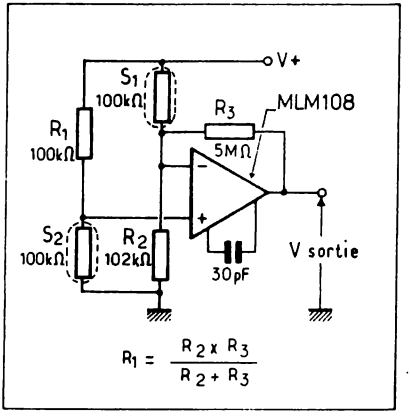


Fig. 6.20. — Le pont comprend deux éléments sensibles : il est différentiel. L'amplitude du signal de sortie dépend de la valeur de la tension V⁺. Le circuit ne fonctionne pas comme un vrai différentiel quand le pont est très déséquilibré.

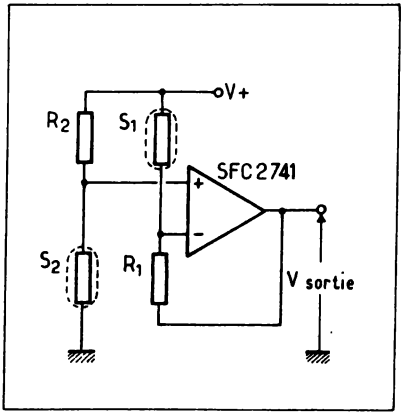


Fig. 6.21. — Avec un amplificateur à compensation intégrée qui ne nécessite aucun composant extérieur, on peut aussi simplifier le schéma en utilisant la sortie de l'amplificateur comme point froid. La linéarité n'est pas parfaite, mais on a un montage très compact.

Dans le montage de la figure 6.22, nous avons utilisé le principe de la multiplication de la résistance de contre-réaction et celui de l'étage différentiel ; R_8 permettra de régler le gain à la valeur désirée et R_5 d'améliorer les performances en mode commun. La capacité C_1 réduit de 20 dB le bruit de l'alimentation, ce qui rend superflu de la découpler.

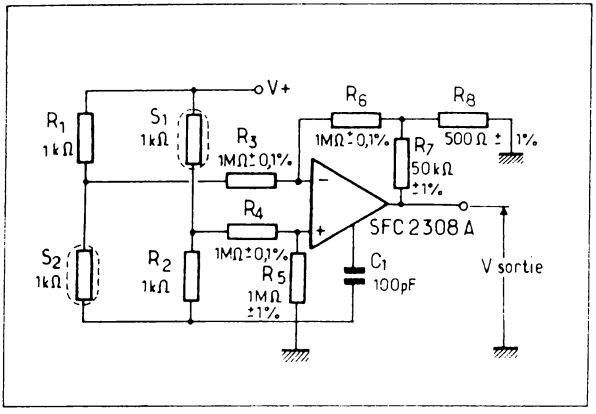


Fig. 6.22. — Le montage en pont attaque l'amplificateur opérationnel monté en amplificateur différentiel : les quatre résistances R_3, R_4, R_5, R_6 sont égales. La variation de gain est possible (R_8) en utilisant le même principe que dans la figure 6.14.

6.5. Mesurer des courants du nano-ampère à l'ampère

Le principe de base est celui du convertisseur courant-tension. La contre-réaction négative fait que les courants I_E et I_R sont toujours égaux et parce que l'amplificateur a un gain élevé, la tension existant entre les deux entrées est de l'ordre du microvolt (fig. 6.23).

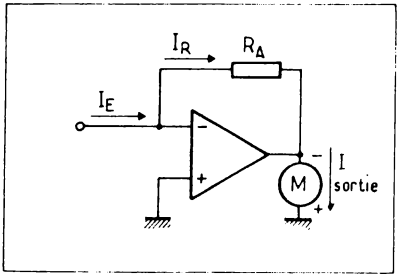


Fig. 6.23. — Principe du convertisseur courant-tension. La tension aux bornes de M est l'image du courant I_E appliqué à l'entrée.

La tension de sortie est égale à : $-R_A I_R$. La limite inférieure de mesure est déterminée par le courant de polarisation de l'amplificateur. D'où l'intérêt des amplificateurs programmables (fig. 6.24).

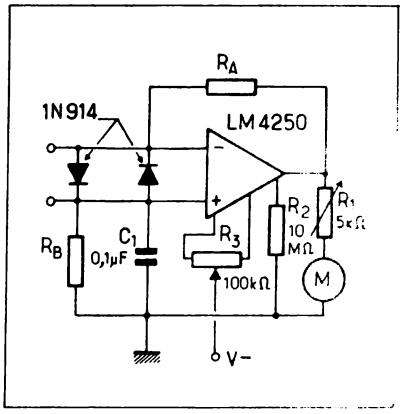


Fig. 6.24. — Mesure d'un courant compris entre quelques nano-ampères à 100 µA pleine échelle. L'amplificateur est programmé par la valeur de la résistance R2 pour que sa consommation soit faible et présente un courant d'entrée négligeable devant les courants à mesurer.

Gammes de mesure, dans le cas de la figure 6.24

Pleine Echelle	R_A (Ω)	R_B (Ω)
100 nA	1,5 M	1,5 M
500 nA	300 k	300 k
1 µA	300 k	— k
5 µA	60 k	— k
10 µA	30 k	— k
50 µA	6 k	— k
100 µA	3 k	— k

Au-delà de 1 µA, la résistance R_B n'est pas nécessaire. Le potentiomètre R_3 permet de faire le zéro en sortie. Le réglage de la pleine échelle (300 mV) se fait par le potentiomètre R_1. La tension de sortie est égale à $-2\ I_R\ R_A$ puisque le courant des entrées flottantes traversent R_A et R_B. Avec la valeur de R_2, le courant de polarisation est de 600 *p*A. L'amplificateur peut être alimenté à partir de deux piles de 1,5 V.

Le courant d'entrée crée une différence de potentiel aux bornes de R_C qui est amplifié dans le rapport R_A/R_B. On choisira R_B très grand par rapport à R_C pour ne pas charger le signal d'entrée (fig. 6.25).

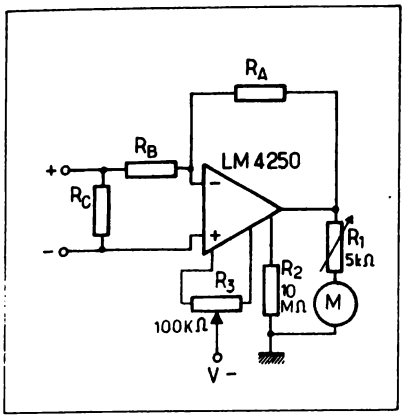


Fig. 6.25. — le schéma est adapté pour des mesures de courant allant du milliampère pleine échelle à 10 A pleine échelle. La réalisation de la résistance Rc (0,03 Ω) peut présenter des difficultés, si l'on utilise un commutateur pour changer d'échelle.

Gammes de mesure, avec la figure 6.25

Pleine Echelle	R_A (Ω)	R_B (Ω)	R_c (Ω)
1 mA	300 k	3 k	3
10 mA	300 k	3 k	0,3
100 mA	300 k	30 k	0,3
1 A	300 k	30 k	0,03
10 A	30 k	30 k	0,03

6.6. Mesurer une tension

Il suffit de reprendre les schémas définis pour la mesure des courants et de placer une résistance en série (fig. 6.26).

Gammes de mesures, avec la figure 6.26

Pleine Echelle	R_A (Ω)	R_B (Ω)	R_c (Ω)
10 mV	1,5 M	1,5 M	100 K
100 mV	1,5 M	1,5 M	1 M
1 V	1,5 M	1,5 M	10 M
10 V	300 K	—	10 M
100 V	30 K	—	10 M

Le gain varie de 30 pour l'échelle 10 mV, à 0,003 pour l'échelle 100 V. Les diodes 1 N 914 assurent une protection jusqu'à 500 V. Mais si les surtensions sont un phénomène permanent, il faudra dimensionner la résistance Rc

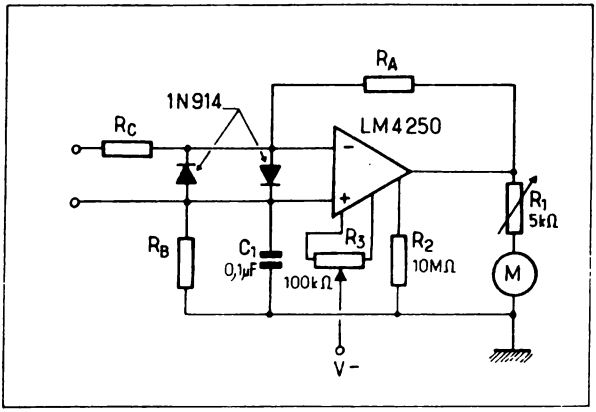


Fig. 6.26. — Pour mesurer une tension, le schéma classique de l'inverseur peut être utilisé. Mais à cause de la gamme étendue de tensions applicables à l'entrée, il faut prévoir des diodes de protection à l'entrée et un condensateur pour filtrer les crêtes de tension. L'intérêt d'un amplificateur programmable est qu'il peut fonctionner sur pile.

en conséquence. Avec une alimentation de deux fois 1,5 V, le montage est capable de fonctionner plus d'un an sans révision. Autre amplificateur possible : SFC 2 776.

CHAPITRE 7

APPLICATIONS AUX SOMMES ET DIFFÉRENCES

7.1. Effectuer la somme de plusieurs tensions

Dans une telle application (fig. 7.1) et pour minimiser les erreurs en courant continu, il faut que $R_5 = R_1 / R_2 / R_3 / R_4$ c'est-à-dire que R_5 soit égal à la résistance équivalente de toutes les autres mises en parallèle.
Exemple pratique : $R_1 = 24\ k\Omega$, $R_2 = 47\ k\Omega$, $R_3 = 33\ k\Omega$, $R_4 = 47\ k\Omega$, $R_5 = 8{,}75\ k\Omega$; en outre :

- V_1 aura pour coefficient $\frac{R4}{R1} = \frac{47}{24} = 1{,}95$
- V_2 aura pour coefficient $\frac{R4}{R2} = \frac{47}{47} = 1$
- V_3 aura pour coefficient $\frac{R4}{R3} = \frac{47}{33} = 1{,}42$

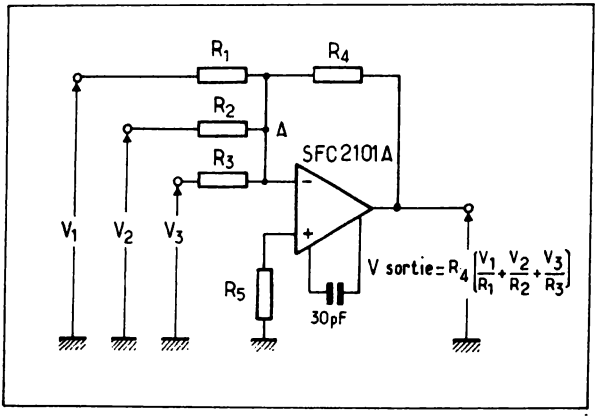


Fig. 7.1. — Pour effectuer la somme de plusieurs tensions, il suffit d'appliquer chaque tension à travers une résistance à l'une des entrées de l'amplificateur. Ici, on a choisit l'entrée inverseuse. Le point A sera le point de sommation.

Il faut bien calculer les coefficients en fonction des niveaux maximum d'entrée pour que dans tous les cas la tension de sortie soit inférieure à la tension d'alimentation.

Niveaux en fonction des coefficients

V_1 (en volts)	0,5	1	1,5	2	2,5
V_2 (en volts)	1	2	3	4	5
V_3 (en volts)	0,3	0,6	0,9	1,2	1,5
V Sortie (en volts)	−2,4	−4,8	−7,2	−9,6	−12,0

Dans notre exemple, le circuit est alimenté en ± 15 V et la tension maximale de sortie est de 12 V, quand les tensions d'entrée ont atteint leur valeur extrême. Remarquons qu'il s'agit d'un sommateur inverseur. Si l'utilisateur a besoin de la même polarité en entrée et en sortie, il placera à la sortie un autre amplificateur de gain − 1 (fig. 7.2). Exemple : $R_6 = R_7 = 47$ kΩ, et $R_8 = 24$ kΩ.

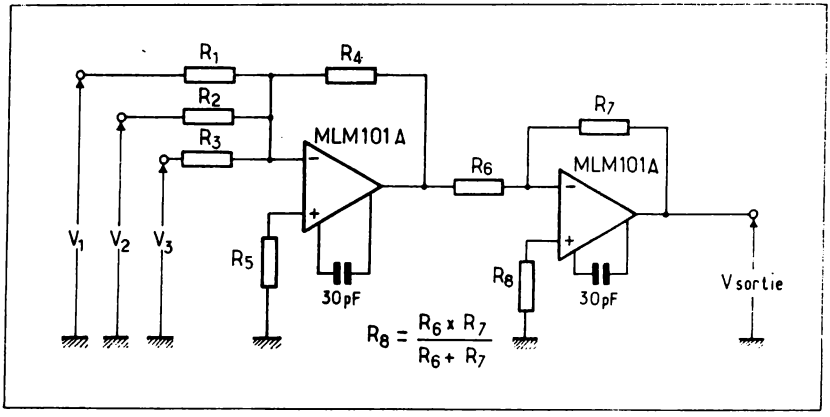


Fig. 7.2. — Pour rétablir le signe, c'est-à-dire avoir la même polarité à l'entrée et à la sortie, on fera suivre le sommateur par un amplificateur inverseur.

Si l'on fait l'addition des signaux alternatifs dans une bande de fréquence très étendue, on peut modifier la valeur de la capacité 30 pF en fonction des données constructeur pour obtenir les performances demandées. Mais d'autres possibilités existent pour atteindre des fréquences allant jusqu'à 3,5 MHz et une vitesse de montée de 10 V/microseconde. La présence du LM 108 A en entrée permet d'avoir un courant d'entrée très faible et de s'adapter à des capteurs haute impédance (50 kΩ) et celle du LM 101 A permet d'avoir un courant de sortie plus élevé que celui d'un LM 108 A et d'éliminer les phénomènes indésirables de la contre-réaction thermique (fig. 7.3).

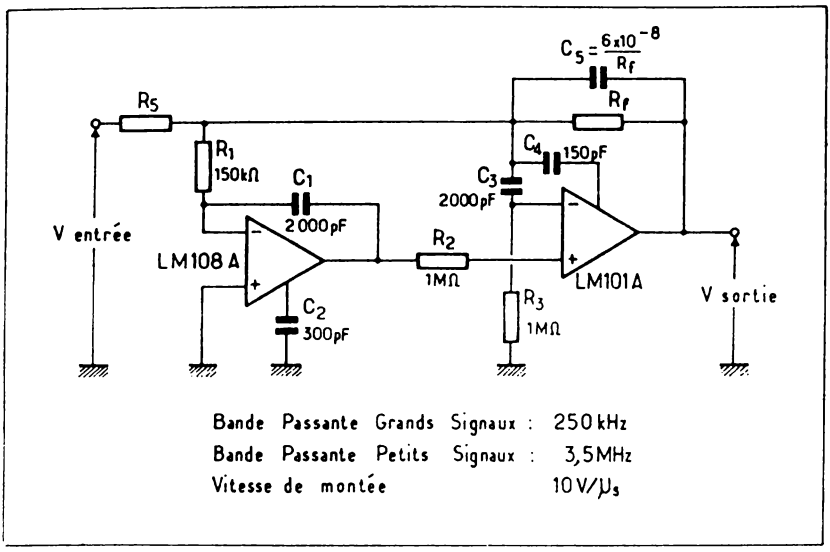


Fig. 7.3. — Avec des signaux alternatifs, la limitation de l'amplificateur porte sur l'amplitude crête à crête du signal total et sur la fréquence à passer. On peut choisir entre les différents modes de compensation en fréquence. Ici l'amplificateur LM 101 A est compensé avec avance de phase pour avoir le maximum de bande passante.

7.2. Effectuer la différence de 2 tensions

Il suffit d'utiliser les performances des entrées différentielles de l'amplificateur opérationnel (fig. 7.4). Si l'on fait $R_1 = R_3$ et $R_2 = R_4$, l'équation devient :

$$V_{sortie} = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

L'impédance d'entrée pour V_1 est $\frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$; celle pour V_2 est $R_3 + R_4$.

Du fait de la nécessité d'avoir quatre résistances appariées deux à deux à mieux que 1 % pour les calculs correspondant aux mesures, il est difficile de modifier facilement le gain : d'où l'intérêt du schéma de la figure 7.5 où l'on a :

$$V_{sortie} = 2 \left(1 + \frac{1}{K}\right) . \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

Avec $P_1 = K\ R_2$. Le potentiomètre P_1 permet une variation continue du gain sans dégrader les performances en mode commun du circuit. Les quatre résistances R_2 doivent être égales à 1 % ainsi que les deux résistances R_1.

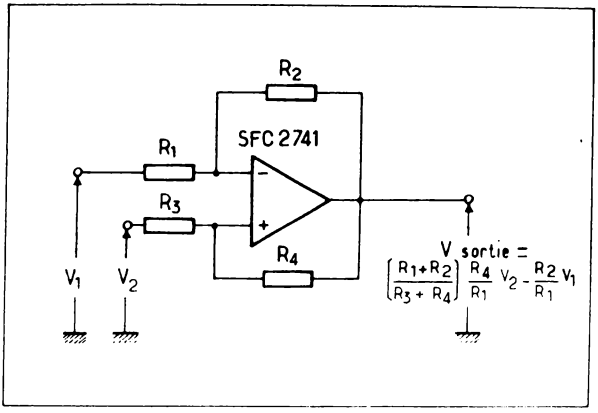


Fig. 7.4. — Pour faire la différence de deux tensions, on utilise la propriété de l'étage différentiel : une tension appliquée sur l'entrée non-inverseuse, une tension sur l'entrée inverseuse. L'erreur de calcul sera provoquée par la tension de décalage à l'entrée.

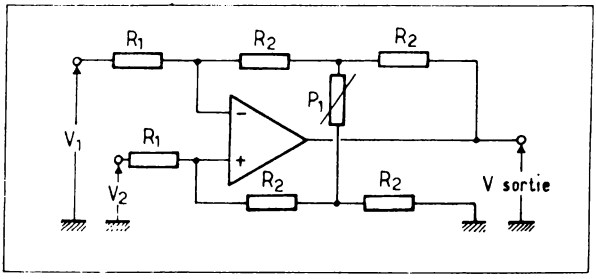


Fig. 7.5. — Si l'on veut faire varier le gain de façon simple en modifiant la valeur d'un seul élément du réseau de contre-réaction, il faut modifier le schéma de la figure 7.4, car il est très difficile de faire varier deux résistances de la quantité tout en respectant un appariement meilleur que 1 %. Ici, il suffit d'un potentiomètre simplement.

L'utilisateur pourra choisir entre le montage où le signal est appliqué aux entrées inverseuses (fig. 7.6) et celui où il est appliqué aux entrées non-inversuses (fig. 7.7). Les performances dynamiques ne sont pas rigoureusement symétriques. Il pourra également utiliser deux amplificateurs en boîtier séparé (deux amplificateurs LM 101 A ou LM 108 A) mais s'il est nécessaire d'avoir une bonne stabilité thermique, les amplificateurs doubles donnent de meilleurs résultats.

L'emploi des amplificateurs d'entrée en non-inverseur permet d'avoir une impédance d'entrée élevée. Seule, la tension de décalage d'entrée de ces amplificateurs intervient dans l'erreur statique du montage. On choisit des valeurs de résistances faibles pour réduire les effets des courants de polarisa-

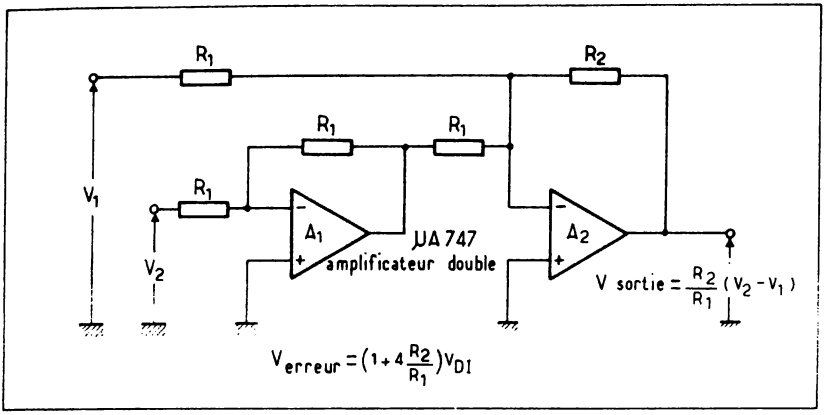


Fig. 7.6. — Pour augmenter l'impédance vue par les générateurs, on peut utiliser un double amplificateur. L'amplificateur A1 inverse le signal V2 et vient l'additionner avec le signal V1 à l'entrée de l'amplificateur A2. Les générateurs V1 et V2 voient la même impédance, soit R1.

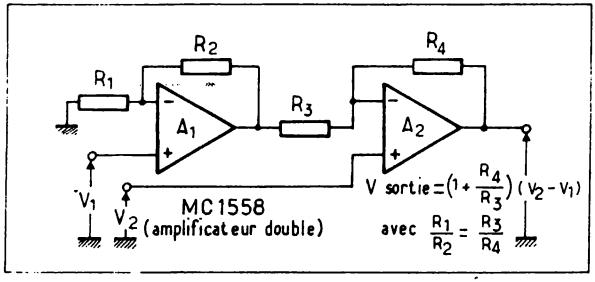


Fig. 7.7. — On sait que le montage suiveur présente l'impédance d'entrée la plus élevée. L'amplificateur A1 transmet le signal V1 à l'entrée inverseuse de l'amplificateur A2, le signal V2 est appliqué directement à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur A2. C'est au niveau de l'étage d'entrée différentielle de l'amplificateur A2 que s'effectue l'opération de différence.

tion, puisque l'impédance d'entrée est indépendante de celles-ci (fig. 7.8). On règle le gain avec P1, qui doit être câblé très près des amplificateurs. Les 4 résistances R4 doivent être égales à mieux que 1 %. Avec R2 = R3, la tension de sortie est :

$$V = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) . (V_2 - V_1)$$

Dans la figure 7.9, les étages d'entrée ont un gain de 10, et celui de sortie également. Donc, le gain total est 100. Les amplificateurs opérationnels sont du type faible consommation, ils peuvent être alimentés avec deux piles de 1,5 V (consommation 2,8 micro-ampères). L'impédance d'entrée vue par les générateurs de source extérieure est de 100 MΩ. Le potentiomètre P1 permet

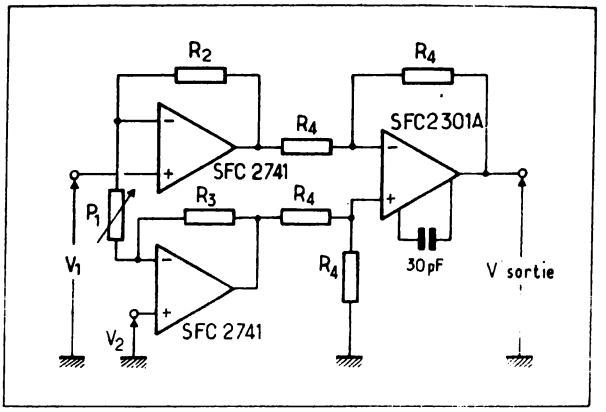


Fig. 7.8. — Si l'on recherche la précision, il faut non seulement des impédances d'entrée élevées (donc attaquer des amplificateurs montés en non-inverseur) mais aussi avoir une bonne réjection de mode commun. D'où ce montage à 3 amplificateurs. Le potentiomètre P1 permet de régler le gain des amplificateurs SFC 2741.

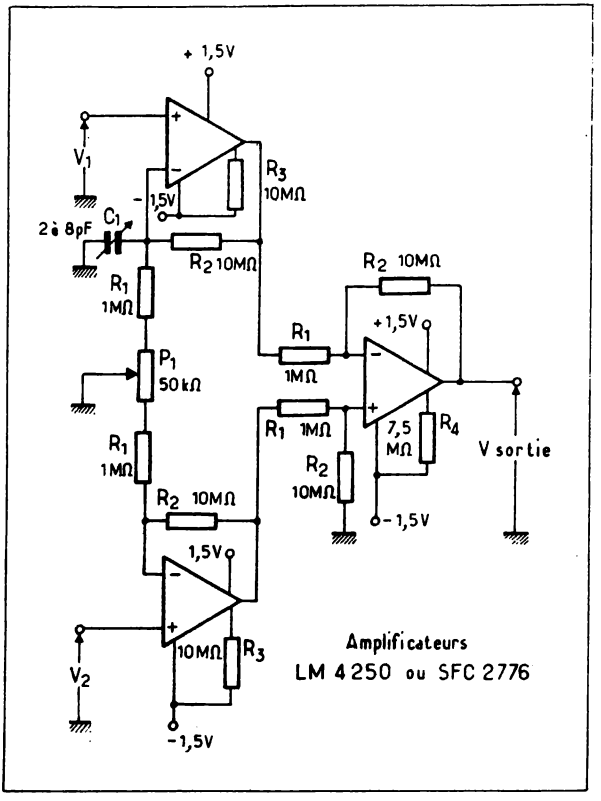


Fig. 7.9. — On peut améliorer encore le montage en réduisant la sensibilité du montage au bruit, d'où la présence du condensateur C1. Le potentiomètre P1 permet d'avoir deux voies d'amplification à l'entrée égales. L'emploi d'amplificateur faible consommation est recommandée dans le cas d'appareil alimenté sur piles.

d'avoir des gains identiques dans chaque étage d'entrée. Le condensateur variable C1 compense les capacités de câblage et se placera soit près de l'un soit près de l'autre amplificateur d'entrée. Le signal de sortie, mesuré aux bornes d'une charge de 100 kΩ est d'environ 1,8 V. En l'absence de signal à l'entrée, le bruit en sortie était de 0,8 mV eff, soit 8 μV efficaces à l'entrée.

7.3. Amplificateurs suiveurs à l'entrée

A l'entrée et dans la figure 7.10, deux amplificateurs suiveurs : l'impédance d'entrée est de 10 000 MΩ avec un courant de polarisation de 3 nA. On peut utiliser des sources extérieures ayant des résistances internes de 10 MΩ. Le gain global est de 100 (soit le rapport R_2/R_1). Le potentiomètre P1 ajuste la tension de sortie à 0 pour un signal nul à l'entrée : il sera de haute résolution, le curseur sera mécaniquement stable pour éviter les décalages de 0 en cas de chocs ou de manipulations indélicates.

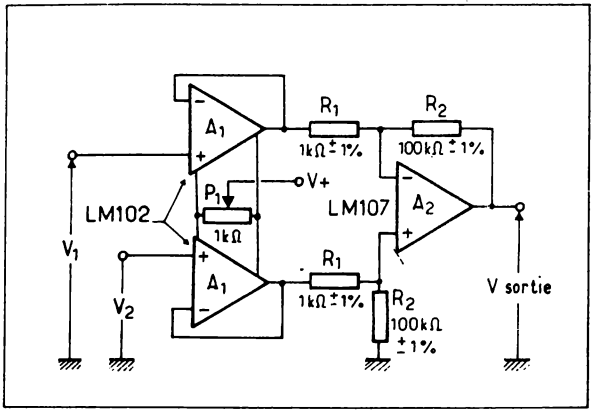


Fig. 7.10. — Les amplificateurs A1 sont des amplificateurs de tension, ou des suiveurs. Le potentiomètre P1 permet de faire simplement le zéro, c'est-à-dire de compenser la tension de décalage à l'entrée.

7.4. Les montages différentiels de hautes performances

Quand on fait de la mesure, il faut être très précis, très rigoureux dans son montage pour ne pas introduire d'erreur, ni perturber la source extérieure.

Le gain de l'amplificateur non-inverseur A1 de la figure 7.11 est de 1,01 : le signal de sortie de A1 est appliqué à l'amplificateur A2 qui, en inverseur, a un gain de 100. D'où un gain total de 101, soit :

$$V_{SORTIE} = \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) V_{entrée}$$

L'appariement des résistances est peu critique, puisqu'une erreur de 1 % entraîne à 80 dB de taux de réjection en mode commun. En haute fréquence, la réjection en mode commun est limité par l'amplificateur A1.

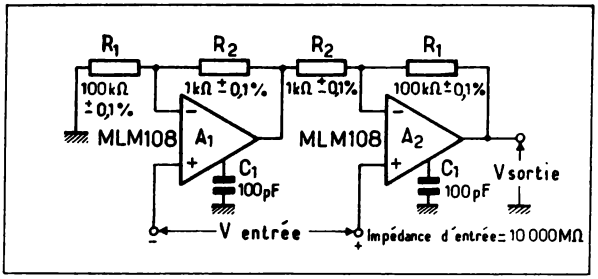


Fig. 7.11. — Effectuer la différence de 2 signaux est le propre des montages différentiels. Le schéma de base est représenté avec les compensations en fréquence standard. Le générateur d'entrée est flottant, c'est-à-dire qu'il n'a pas de référence à la masse.

Dans la figure 7.12, l'appariement des résistances R3, et celui des résistances R4 déterminera les performances en mode commun. Le gain est égal à :

$$\text{Gain} = \frac{R_4}{R_3}\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)$$

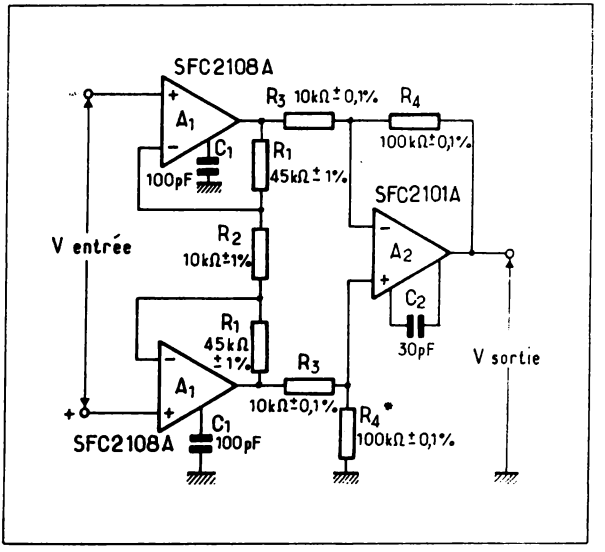


Fig. 7.12. — Pour réaliser un meilleur isolement entre le générateur d'entrée et l'étage différentiel, on utilisera deux amplificateurs à haute impédance, à faible courant d'entrée comme le SFC 2108 A ou le TDE 0155 A. Toutes les compensations d'erreur en courant continu se feront sur l'amplificateur A2 : la résistance R4 est seule à être ajustée pour minimiser le mode commun.

Avec les valeurs indiquées, le gain est de 100. En faisant varier la résistance R2 seulement, le gain est ajustable à la valeur exacte désirée. On peut compenser les écarts de tolérance des résistances R3 et R4 en réglant seulement la résistance R4* : ceci améliore encore les performances en mode commun.

Le réglage de la tension de sortie à 0 pour une entrée nulle se fera sur l'amplificateur A_2.

Bien souvent, l'emploi de tension réduite ± 15 V cause une gêne dans les appareils de mesure, et l'on cherche des circuits capables d'être alimentés avec des tensions plus élevées, telles que ± 38 V. Le schéma suivant en est un exemple (fig. 7.13). Les amplificateurs sont des LM 143. Avec les valeurs indiquées, le gain est de 1000. La bande passante à − 3 dB est de 8,9 kHz avec une charge de 10 kΩ ; la réjection d'un signal de mode commun de ± 34 V est de 85 dB à 50 dB.

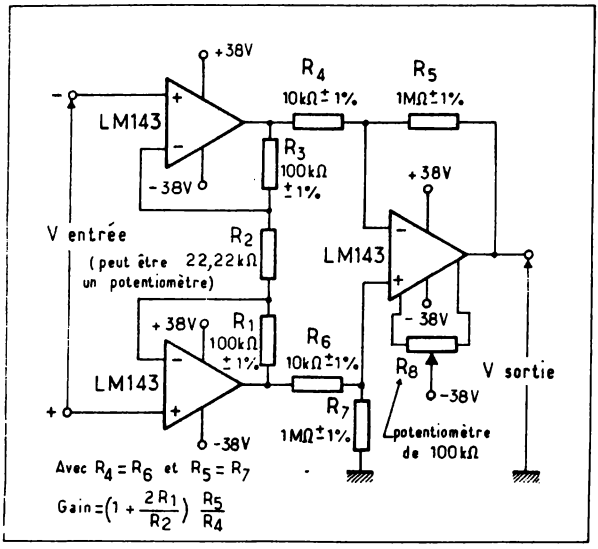


Fig. 7.13. — En comparant avec la figure 7.12, on voit que l'on a changé de type d'amplificateur mais que la structure du montage est la même. Ceci montre que les principes des montages différentiels sont applicables quel que soit le modèle d'amplificateur. Ici, on a un modèle d'amplificateur à alimentation élevée (± 38 volts).

Il est difficile d'avoir un amplificateur différentiel avec un gain réglable linéairement sur une large plage (1 à 300 par exemple) sans introduire d'erreur. L'astuce est d'utiliser un amplificateur opérationnel comme atténuateur dans la boucle de contre-réaction (fig. 7.14). Les rapports de résistance R_2/R_4, R_3/R_5 doivent être aussi égaux que possible pour obtenir un taux de réjection aussi élevé que possible : ici, il est constant (60 dB) quel que soit le gain. L'équation du gain est :

$$\text{Gain} = 10^{-4} \times R_6$$

La bande passante de l'amplificateur A_4 doit être plus grande que celle de l'amplificateur A_3, d'où l'emploi des condensateurs C_1 et C_2. Il sera bon de découpler les alimentations avec des condensateurs de 10 nF, et d'avoir des résistances de même technologie pour assurer une bonne stabilité.

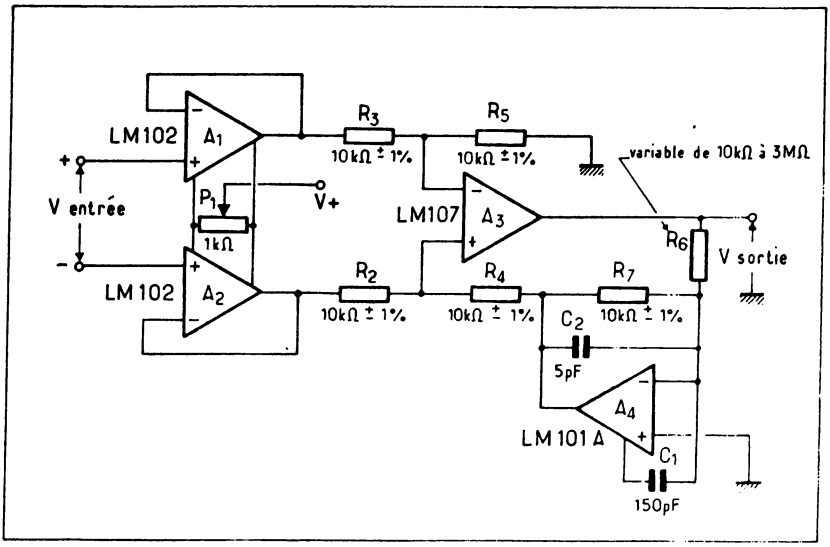


Fig. 7.14. — Un nouveau principe est introduit dans ce montage : c'est la variation de gain en introduisant un élément sophistiqué dans la boucle de contre-réaction en remplacement d'une simple résistance. Ici l'amplificateur A4 joue ce rôle. La résistance R4 n'est pas directement reliée à la sortie de l'amplificateur A3, mais à travers l'amplificateur A4. En agissant seulement sur la valeur de R6, le gain varie très linéairement sans dégrader les autres performances du montage différentiel. Dans notre cas, un quadruple amplificateur n'est pas conseillé.

7.5. Transposer un signal qui est référencé à un niveau de tension en un signal référencé à la masse

La solution qui vient immédiatement à l'esprit est d'utiliser les propriétés du montage différentiel : le signal sur une entrée, la référence sur l'autre entrée (fig. 7.15).

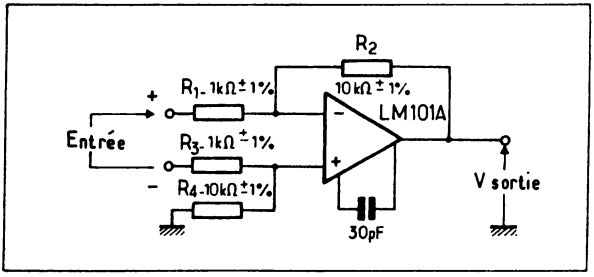


Fig. 7.15. — Nous avons vu le cas des générateurs d'entrée référencés à la masse et sans référence (dit flottants). Ici le générateur est référencé à un potentiel quelconque. Le potentiel de référence est appliqué à travers R1 sur l'entrée inverseuse, le signal utile sur l'entrée non-inverseuse à travers le pont diviseur R3/R4. La sortie de l'amplificateur sera référencée à la masse s'il est alimenté avec deux tensions + 15 et − 15 V, par exemple.

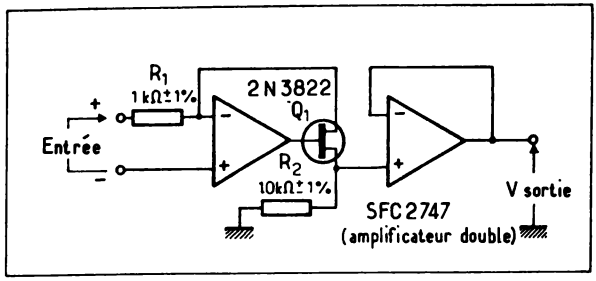


Fig. 7.16. — Pour éviter d'avoir à apparier des résistances à 0,1 %, on peut utiliser un double amplificateur : le premier fait le gain, le second la référence de sortie. Le transistor à effet de champ placé à la sortie de l'amplificateur opérationnel provoque une chute de tension aux bornes de la résistance R1 qui est égale à la tension d'entrée. C'est un composant bien adapté à cette fonction, car le courant drain est égal au courant source. Ce schéma peut être utilisé quand les amplificateurs sont alimentés avec des tensions d'alimentation différentes.

Si un pont diviseur R_3/R_4 charge trop le générateur du signal d'entrée, et s'il est trop difficile d'avoir des résistances égales deux à deux mieux que 0,1 %, on peut utiliser un autre schéma à deux amplificateurs (fig. 7.16).

La tension aux bornes de R_2 est égale à la tension d'entrée multipliée par le rapport R_2/R_1 (dans le cas ci-dessus, 10). Le 2e amplificateur fournit le signal utile à basse impédance. La réjection en mode commun est satisfaisante.

CHAPITRE 8

APPLICATIONS AUX OPÉRATIONS MATHÉMATIQUES

8.1. Obtenir la dérivée d'une fonction

Le schéma théorique permettant de dériver une tension est donné figure 8.1. Le réseau de contre-réaction R_1 C_1 est un filtre passe-bas qui apporte un déphasage de 90°, et l'on peut avoir des problèmes de stabilité avec les bruits HF puisque le gain alternatif augmente de 6 dB/octave et que la compensation en fréquence est faite pour un gain unité. L'équation de la tension de sortie est :

$$V = - R_1 C_1 \frac{dVe}{dt}$$

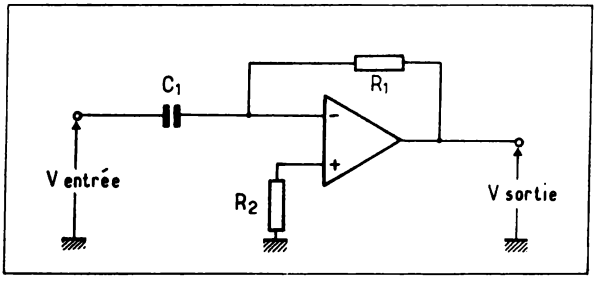


Fig. 8.1. — Schéma de principe d'un amplificateur ayant une fonction de transfert d'avance de phase assimilée à une dérivée.

Un schéma pratique doit incorporer un réseau RC parallèle dans la boucle de contre-réaction, un réseau RC série en entrée pour diminuer les effets d'instabilité dus aux signaux HF à l'entrée et au bruit de l'amplificateur. Ils compensent la rotation de phase de 90° du réseau différentiateur (fig. 8.2). Il y a 3 fréquences de coupures. La fréquence de coupure, f_c, qui est la dérivée, est définie par :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 R_1}$$

La fréquence de coupure haute est calculée par :

$$f_h = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \times \frac{1}{2 R_2 C_2}$$

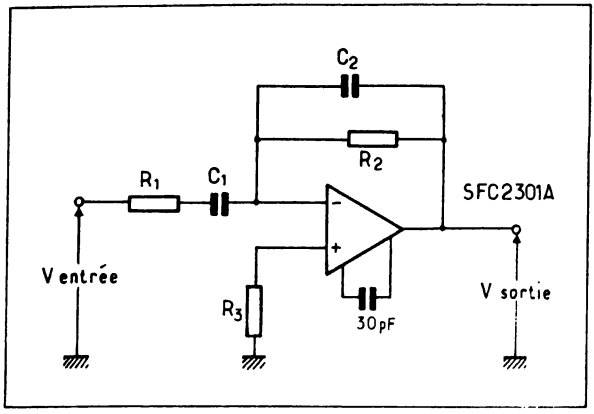


Fig. 8.2. — Schéma pratique d'un dérivateur où, au réseau principal C_1 R_2, est associé un autre réseau R_1, C_2 pour atténuer les effets dus aux signaux HF parasites.

La fréquence de coupure de l'amplificateur au gain unité, est f_g. Il faut satisfaire à l'inégalité :

$$f_c \ll f_h \ll f_g$$

(on prendra $R_3 = \dfrac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$ pour minimiser les erreurs dues au courant de polarisation d'entrée).

8.2. Obtenir l'intégrale d'une fonction

Le schéma théorique est indiqué dans la figure 8.3. C'est un filtre passe-bas à pente décroissante de 6 dB par octave. Pour les conditions initiales, on place le commutateur S_1 en 1 : l'entrée est à la masse, le condensateur est déchargé, l'amplificateur est au gain unité. Quand le commutateur S_1 est en 2, la tension de sortie est l'intégrale du signal d'entrée, soit :

$$V = -\frac{1}{R_1 C_1} \int_{t_1}^{t_2} V_e dt$$

L'amplificateur doit être stable au gain unité et les résistances R_1 et R_2 doivent être égales pour réduire les erreurs dues au courant de polarisation d'entrée.

Si l'on veut tenir compte des erreurs causées par les imperfections de l'amplificateur (courant de décalage et tension de décalage) qui viennent s'ajouter au signal utile, l'équation de la tension de sortie est :

$$V = \frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} V_e dt + \frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} V_{DI} dt + \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} I_B dt + V_{DI}$$

L'intégrale de la tension de décalage a la forme d'une rampe de tension qui croît linéairement et dont la pente est déterminée par le signe ou la polarité de la tension de décalage. En plus, il faut ajouter la tension de décalage

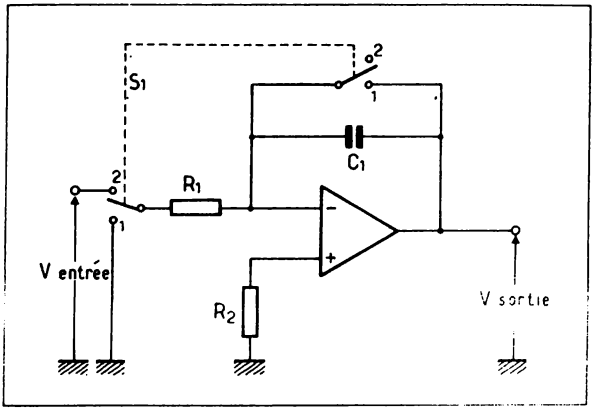


Fig. 8.3. — Schéma de principe d'un amplificateur ayant une fonction de transfert de retard de phase assimilée à une intégration. Le commutateur S1 permet de réaliser la remise à zéro de l'amplificateur et de décharger le condensateur d'intégration.

comme une constante. Le courant de polarisation charge le condensateur d'intégration, d'où une nouvelle rampe de tension. Ces deux rampes de tension peuvent s'additionner et atteindre la limite de la tension de sortie de l'amplificateur. On peut augmenter la valeur de C et diminuer celle de R mais il y a une limite inférieure pour R déterminée par la charge minimale de la source fournissant le signal à intégrer. On réduira l'effet du courant de polarisation avec la résistance R_2 ; si $R_1 = R_2$, seul le courant de décalage interviendra comme terme d'erreur.

Le choix des composants a une grande importance. Pour des fortes valeurs de constante de temps, il faut prendre un condensateur à très faibles fuites, c'est-à-dire un condensateur à diélectrique polystyrène ou téflon. Ces condensateurs sont auto-cicatrisables. Pour éviter toute dégradation (une auto-cicatrication équivaut à un court-circuit, donc à une perte d'information), il faut choisir un condensateur qui n'a pas d'auto-cicatrisation, c'est-à-dire qui a subi un essai sous tension d'une durée de 100 heures environ et dont la technologie de fabrication (épaisseur du film diélectrique) est telle que, sous faible énergie, le risque d'avoir une auto-cicatrisation soit très faible. Pour des constantes de temps faibles, des condensateurs « Mylar » ou mica-argenté peuvent convenir aisément.

Le choix de l'amplificateur est aussi fonction de la constante de temps d'intégration. Les amplificateurs Bi-Fet, genre LF 155, peuvent être choisis si la gamme de température d'utilisation n'est pas trop grande, c'est-à-dire que la précision de l'intégration est relaxée au-delà de 50/60 degrés C. Pour une gamme de température étendue, il faudra retenir un amplificateur bipolaire de type SFC 2108 A qui possède une faible dérive en température de la tension de décalage et du courant de décalage.

Les trois modes de fonctionnement de l'intégrateur sont les suivants (fig. 8.4) :

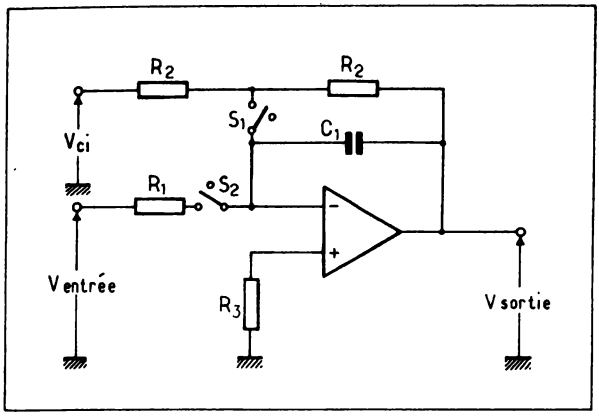


Fig. 8.4. — Schéma permettant de mettre en évidence les trois modes de fonctionnement d'un intégrateur : (1) affichage des conditions initiales ; (2) intégration du signal ; (3) mémorisation de la valeur.

• *Conditions initales :* RESET, S_1 FERMÉ, S_2 OUVERT.

La tension V_{CI} représentant les conditions initiales est amplifiée et nous avons en sortie : $V = -V_{CI}$.

• *Intégration :* S_1 OUVERT, S_2 FERMÉ.

Le signal d'entrée V_e est intégré depuis la valeur $-V_{CI}$.

• *Mémoire :* S_1 OUVERT, S_2 OUVERT.

Dans ces conditions, la tension de sortie restera à la valeur instantanée existant au moment de l'ouverture de S_2 : le signal d'entrée n'est plus intégré. Seule variation possible : la décharge du condensateur due au courant d'offset de l'amplificateur et au courant de fuite du diélectrique.

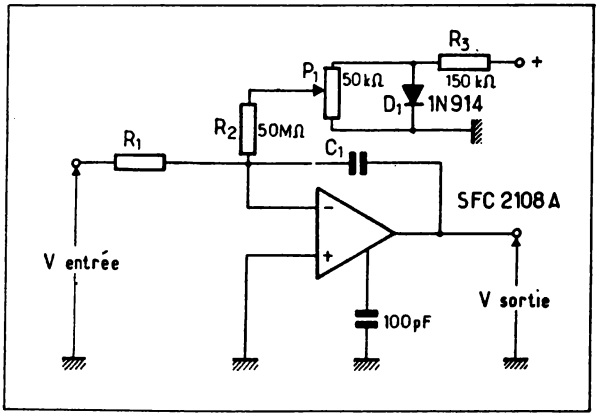


Fig. 8.5. — Schéma pratique d'un intégrateur sans conditions initiales. On applique un courant élaboré à partir de la source V+ pour compenser l'effet d'erreur due au courant de polarisation d'entrée de l'amplificateur opérationnel.

Dans les figures 8.5 et 8.6, on vient appliquer un courant au point nodal pour compenser le courant de polarisation. La valeur exacte est ajustée par P_1. La diode D_1 permet d'équilibrer la dérive en température du courant extérieur à celle du courant de polarisation. Ce circuit est valable dans une gamme de température réduite : 0 à +70 °C.

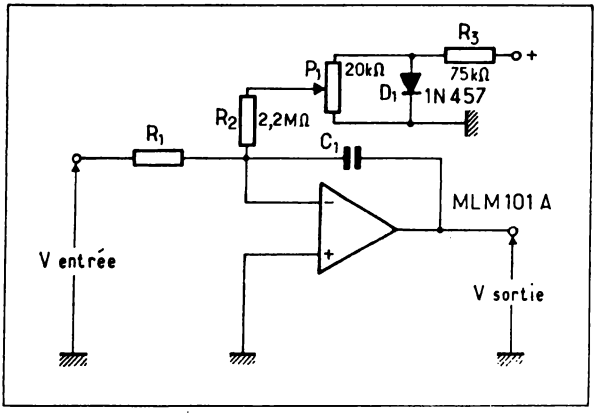


Fig. 8.6. — Schéma pratique d'un intégrateur avec réseau de compensation du courant de polarisation dont les valeurs sont calculées pour un amplificateur du type MLM 101 A

Le schéma de la figure 8.7 permet d'effectuer la mise en route de l'intégration avec conditions initiales. Une impulsion négative fera conduire les transistors MOS Q_1 et Q_2 qui court-circuitent le condensateur C_1. Quand les transistors sont bloqués, le courant de fuite de Q_2 est absorbé par R_2 et Q_1 isole la sortie Q_2 du point de sommation.

Un réseau identique (R_4, C_2, Q_3) a été placé sur l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur. En appariant R_4 et R_1, C_1 et C_2, le montage n'est sensible qu'à l'erreur du courant de décalage. Durant la période d'intégration, les mêmes erreurs apparaissent dans la branche R_1, C_1 et dans la branche R_4, C_2. Le transistor Q_3 court-circuite C_2 pendant la période des conditions initiales. Ainsi, on obtient une erreur de 500 μV/s avec un condensateur de 1 μF dans la gamme de température −55 °C à +125 °C.

Dans certaines applications, il est nécessaire d'avoir des courants d'erreurs faibles et une certaine rapidité : c'est le cas des tests photo-multiplicateurs et des détecteurs de radiations. Un exemple simple est donné figure 8.8.

La capacité de 10 pF est isolée du condensateur d'intégration par la résistance de 5 kΩ. La capacité de 150 pF assure une compensation avec avance de phase, ce qui augmente la vitesse de montée du signal de sortie, et l'on peut faire des charges et des décharges assez rapprochées. Mais l'on peut aussi séparer les difficultés en prenant un amplificateur à très faibles erreurs en continu, suivi d'un amplificateur rapide (fig. 8.9).

Les diodes D_3, D_4 (diodes Zener) évitent une mise en saturation et donc un temps de désaturation trop long. Elles fonctionnent comme des diodes d'écrêtage. Les diodes D_1 et D_2, associées à la résistance R_6, écoulent le courant de fuite des diodes Zener afin qu'il n'introduise pas d'erreur supplémentaire. Ce montage approche de l'idéal, puisqu'en basse fréquence le gain en

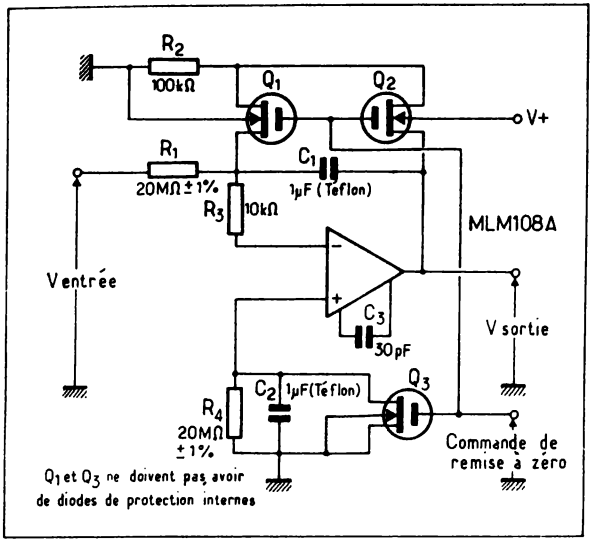


Fig. 8.7. — Schéma pratique complet d'un intégrateur avec conditions initiales. Grâce aux transistors MOS commutés par le signal de commande, on effectue une remise à zéro : la condition initale est 0 volt. Il faut les choisir en fonction de leur faible courant de fuite pour que le condensateur ne soit pas déchargé par eux, ou à travers eux.

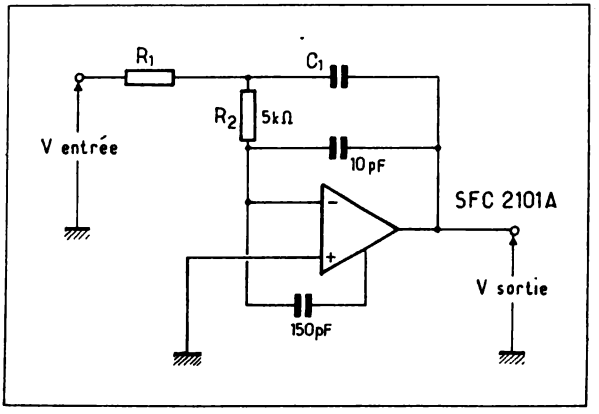


Fig. 8.8. — Un intégrateur rapide, c'est peut-être un contre-sens ? Non, car là on ne veut qu'effectuer un retard de phase à des fréquences élevées. D'où la compensation en avance de phase utilisée sur l'amplificateur SFC 2101 A. La résistance de 5 kΩ isole le condensateur d'intégration des deux autres condensateurs qui ne sont pas de même qualité.

boucle ouverte sera égal au produit des gains des deux amplificateurs. L'amplificateur A_1 ne voit pas les variations de charge ; l'amplificateur A_2 a une vitesse de montée pour le signal de sortie de 10 V/μs.

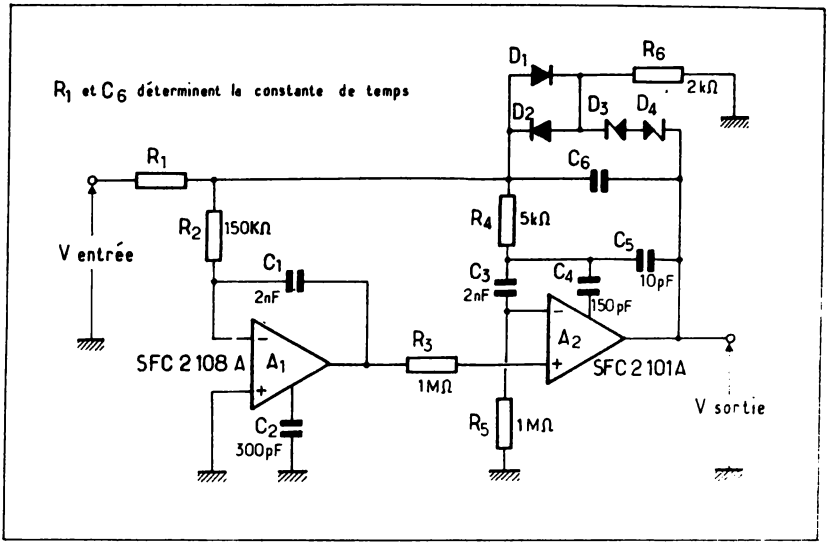


Fig. 8.9. — Intégrateur avec compensation du courant de polarisation de l'amplificateur A_2, avec limitation de sa dynamique par deux diodes Zener. L'amplificateur A_1 fonctionne comme un intégrateur jusqu'à 500 Hz (au gain unité). Sa sortie alimente l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur A_2. Le point de sommation est le point commun à R_1 et C_6. Le réseau C_3, R_5 a une fréquence de coupure à 750 Hz. Le choix du SFC 2101 A est fait sur la capacité du courant de sortie plus grande que celle du SFC 2108 A.

Grâce aux amplificateurs Bi-Fet, on peut réaliser un intégrateur avec des constantes de temps programmables. Ainsi le schéma de la figure 8.10 est valable pour des temps allant de 1 μs à 1 seconde. On peut ajouter sur l'amplificateur un réglage de zéro. Le choix de la constante de temps se fait en commutant les transistors à effet de champ de A_2 par un signal appliqué sur les entrées des circuits de commande de A_1.

★

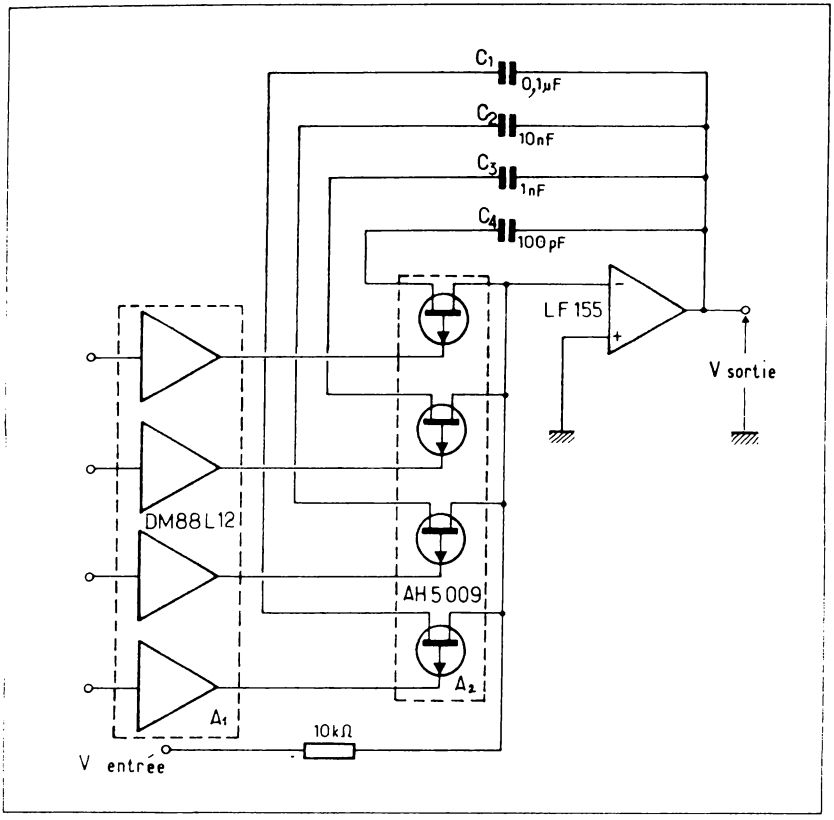


Fig. 8.10. — Un intégrateur variable, c'est un intégrateur dont les constantes de temps sont commutables. Avec un amplificateur Bi-Fet et un commutateur MOS, on réduit les erreurs dues au courant de fuite. Avec des signaux logiques appliqués aux entrées du circuit A_1, on commande la conduction de l'un des transistors du circuit A_2. Ainsi l'un des condensateurs est relié au point nodal.

8.3. Effectuer la conversion d'un courant d'entrée variant linéairement en une tension ayant une loi de variation logarithmique

La tension émetteur-base d'un transistor varie de façon logarithmique par rapport au courant collecteur quand celui-ci est compris entre 1 pA et 1 mA. Dans le schéma de la figure 8.11, une réaction négative est appliquée à l'émetteur de Q_1 à travers le pont diviseur R_1/R_2 et la jonction émetteur-base de Q_2. Celle-ci force le courant collecteur de Q_1 à être égal au courant E_1/R_1. La réaction négative appliquée sur Q_2 oblige le courant collecteur de celui-ci à être égale au courant V_{REF}/R_3, soit 10 μA. Si le courant collecteur reste constant, la tension émetteur-base de Q_2 reste constante. Donc, seule la tension émetteur-base de Q_1 pourra varier avec la tension d'entrée. On a :

$$V_{sortie} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} (V_{BE2} - V_{BE1})$$

$$V_{BE} = \frac{kT}{Q} \log_e \frac{I_{c1}}{I_{c2}}$$

$$V_{sortie} = - \frac{kT}{Q} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) \log_e \left(\frac{E_1 . R_3}{R_1 . V_{REF}} \right)$$

avec les valeurs indiquées sur le schéma, on a :

$$V_{sortie} = - \left(\log_{10} \frac{E_1}{R_1} + 5 \right)$$

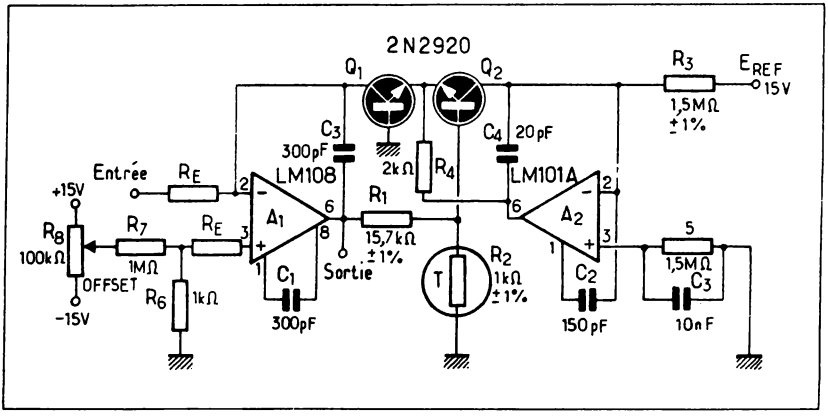


Fig. 8.11. — Pour réaliser un convertisseur logarithmique, on peut utiliser le principe de variation logarithmique du courant collecteur en fonction de la tension émetteur-base. Le signal d'entrée est appliqué sur l'entrée inverseuse de l'amplificateur A_1 ; l'amplificateur A_2 reçoit une tension de référence pour créer avec le transistor Q_2 une source à courant constant ; le courant collecteur de Q_2 est constant. A ce moment, la tension d'entrée est appliquée au travers de la jonction émetteur-base du transistor Q_1 qui est placé dans la boucle de contre-réaction de l'amplificateur A_1. La tension de sortie de A_1 varie suivant la loi logarithmique de Q_1.

Le facteur d'échelle est de 1 volt/décade.

Il faut que R_2 soit une thermistance pour que le facteur d'échelle ne varie pas avec la température. Avec R_2 directement proportionnelle avec la température, le gain est constant. Le potentiomètre R_8 permet de compenser les erreurs de décalage de l'amplificateur A_1.

Si l'on veut un signal de sortie en phase avec l'entrée, il suffit d'appliquer la tension de référence à l'amplificateur A_1 et le signal d'entrée à l'amplificateur A_2. Les types d'amplificateur devront être permutés : un SFC 2101 A sur la référence, un SFC 2108 A sur l'entrée signal.

Pour des courants supérieurs à 500 μA, la loi logarithmique n'est plus exacte pour les transistors et, à faible courant (inférieur à 40 nA), les erreurs viennent de l'amplificateur A1. Si la température d'utilisation est réduite, on pourra préférer un TDC 0155 au SFC 2108.

Si l'on veut obtenir un bon compromis entre la vitesse (bande-passante) et une dynamique étendue, on pourra utiliser des amplificateurs de type 101 A avec compensation avec avance de phase. Et pour ne pas augmenter les erreurs statiques, on placera en tête, sur le signal d'entrée, un amplificateur suiveur du type LM 102 ou LM 110. Un amplificateur LM 118 pourra être aussi utilisé comme amplificateur rapide (fig. 8.12).

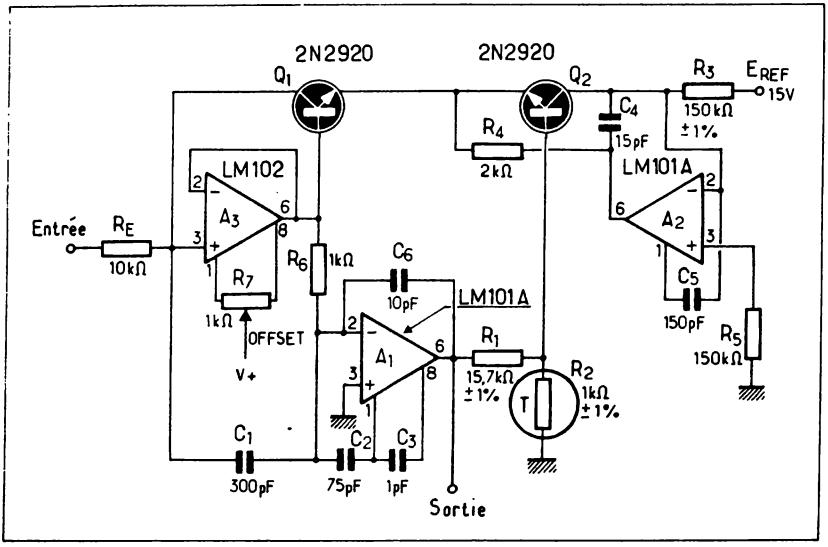


Fig. 8.12. — Cet amplificateur logarithmique possède une très large bande passante. Les deux amplificateurs A1 et A2 (LM 101 A) sont utilisés avec une compensation en fréquence avec avance de phase. La dynamique est de 80 dB. L'amplificateur A3 (LM 102) sert uniquement pour protéger le générateur d'entrée : il fournit le courant base de Q1 et le courant d'entrée de A1. La bande passante est de 10 MHz.

Avec les valeurs indiquées, la tension de sortie est :

$$\cdot V_{sortie} = -\left(\log_{10}\left|\frac{E_1}{R_1}\right| + 4\right)$$

Le facteur d'échelle est de 1 volt/décade et la dynamique va de 100 nA à 1 mA.

Notes : 1) Dans le schéma précédent, V_{REF}/R_3 était égal à 10 μA soit 10^{-5} ce qui, en logarithme base 10 s'écrit : 5. Ici V_{REF}/R_3 est égal à 100 μA soit 10^{-4} : ce qui en logarithme base 10 s'écrit 4. – 2) La thermistance doit avoir un coefficient de température positif de +0,3 %/°C.

Pour réaliser une fonction anti-logarithme, il suffit d'appliquer la tension de référence à l'entrée de l'amplificateur A1 et d'appliquer le signal à traiter aux bornes du pont diviseur R1/R2. Dans l'exemple donné figure 8.13, l'émetteur de Q2 est alimenté par l'amplificateur A1 et le transistor Q1. Le courant collecteur de Q2 varie de façon exponentielle avec la tension émetteur-base. Donc la tension de sortie est donnée par l'équation suivante :

$$V_{sortie} = 10^{-E1}$$

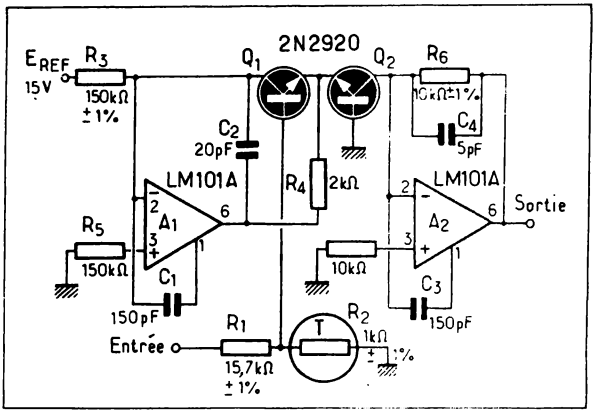


Fig. 8.13. — La fonction anti-logarithme ou exponentielle est réalisée en inversant les signaux d'entrée et de sortie. Le courant collecteur de Q2 varie exponentiellement avec la tension émetteur-base. Ce courant est converti en tension par l'amplificateur A2. La bande passante est au maximum grâce aux compensations en avance de phase.

Avec ces fonctions logarithmiques, on peut construire des multiplieurs et des diviseurs et, plus particulièrement, des circuits faisant le carré ou le cube d'un signal, ou d'autres faisant racine carrée d'un signal.

Dans le schéma du générateur de la fonction cubique, la tension de sortie est égale à (fig. 8.14) :

$$V_{sortie} = E_1^3$$

Pour extraire la racine carrée d'un nombre, on convertit la tension en son logarithme, on le divise par 1/2 puis on fait l'anti-logarithme pour avoir le signal utile. Dans le schéma de la figure 8.15, l'amplificateur A1 et le transistor Q1 constituent le générateur logarithmique ; ils alimentent Q2 qui opère un décalage de niveau qui donne 0 volt aux bornes du pont diviseur R4/R5 pour un signal de 1 V à l'entrée. Le pont diviseur est dans le rapport 1/2 pour la racine carrée et alimente l'amplificateur A2. Celui-ci opère un nouveau changement de niveau avec le transistor Q3, monté en diode. Le générateur anti-logarithme (ou exponentiel) est formé par l'amplificateur A3 et le transitor Q4.

Les résistances R6 et R8 sont ajustées pour que la sortie soit à 1 V quand l'entrée est à 1 V (la racine carrée de 1 est 1). La résistance R7 équilibre le gain de ce générateur dont la dynamique d'entrée va de 0,5 V à 50 V. Pour des ten-

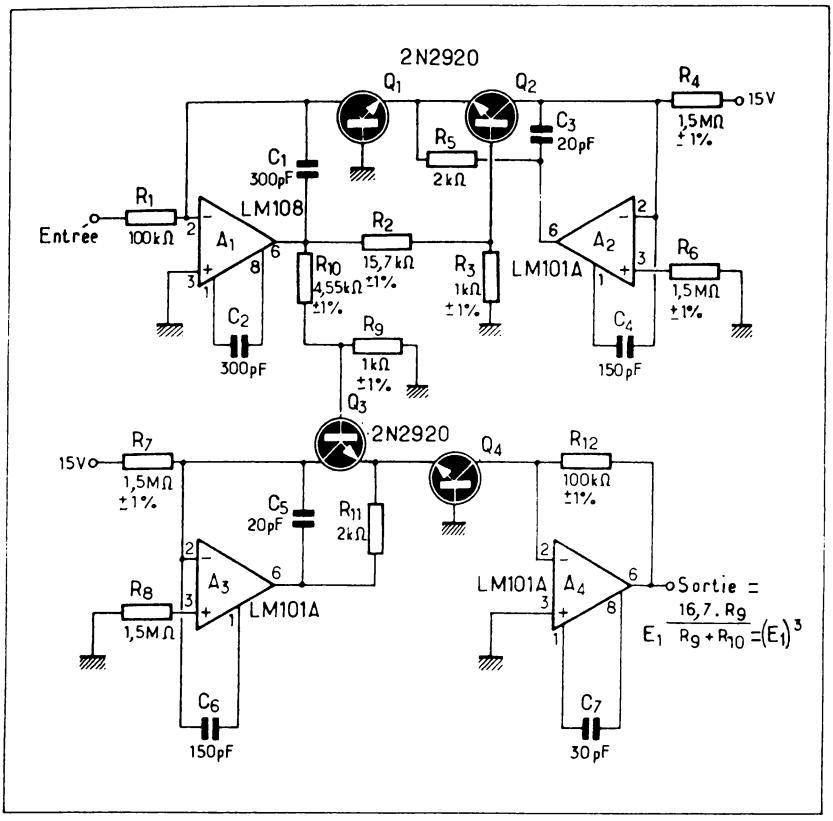


Fig. 8.14. — La tension de sortie est égale au cube de la tension d'entrée. Pour réaliser la fonction puissance, le signal est appliqué à un amplificateur logarithmique (A1 et A2) dont la sortie est reliée à un amplificateur exponentiel (A3 et A4). Grâce aux valeurs de R9 et R10 situées à l'entrée de l'amplificateur exponentiel, on obtient la puissance 3 (le cube), mais toutes autres valeurs de puissance sont possibles en choisissant d'autres résistances. Pour améliorer le comportement en température, il est bon que les deux transistors doubles soient à la même température (montage sur un même radiateur) : un écart de température de 1 °C peut entraîner une erreur de 0,3 %.

sions plus faibles, il faudra prévoir des réseaux de compensation de tension de décalage pour les amplificateurs opérationnels A1 et A3.

★

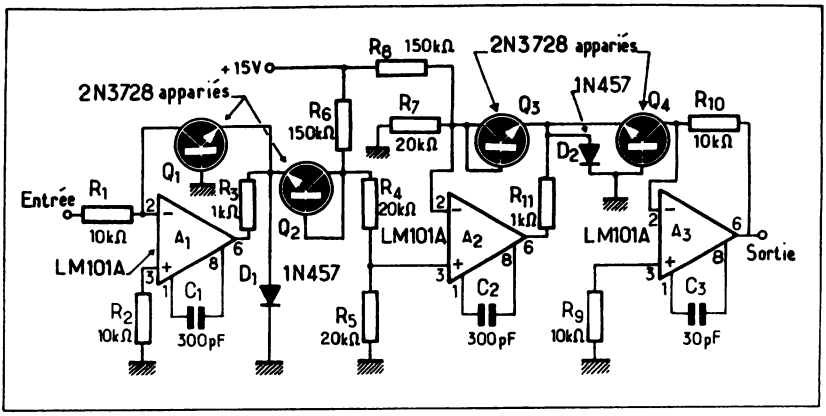


Fig. 8.15. — Fonction racine carrée. C'est un cas particulier de la fonction puissance. Les générateurs « logarithme » et « exponentiel » sont simplifiés. Les transistors Q2 et Q3 sont montés en diode pour effectuer des changements de niveau de tension, mais ceci n'introduit pas d'erreur puisqu'ils travaillent à très faible niveau. Tous les amplificateurs sont compensés de façon standard en limitant la bande passante : la valeur des condensateurs correspond à la stabilité inconditionnelle.

8.4. Réaliser la multiplication (ou la division) de deux tensions analogiques

Ces opérations s'effectuent en prenant le logarithme des tensions à multiplier. Cela peut sembler barbare, mais c'est très simple au contraire. En effet, la tension émetteur-base d'un transistor silicium varie selon le logarithme du courant collecteur. On se rappelle que *additionner* les logarithmes de deux nombres équivaut à les multiplier et que, pour passer du résultat en logarithme au chiffre naturel, il suffit de prendre l'anti-logarithme. Si on soustrait les logarithmes de deux nombres, cela revient à diviser les deux nombres.

Analysons le schéma de la figure 8.16. Il y a 3 amplificateurs logarithmiques (A_1, A_2, A_3) et l'amplificateur anti-logarithmique (A_4). Le transistor Q_1 est dans la boucle de contre-réaction de A_1, son courant collecteur est égal à E_1/R_1. La tension émetteur-base de Q_1 variera suivant le logarithme de la tension d'entrée E_1. Le transistor Q_2 est dans la boucle de contre-réaction de A_2, son courant collecteur est égal à E_2/R_2. Les tensions émetteur-base de Q_1 et de Q_2 sont reliées en série, pour additionner les logarithmes. Le transistor Q_3 est dans la boucle de contre-réaction de A_3, la tension émetteur-base de Q_3 variera suivant le logarithme de la tension d'entrée E_3. Cette tension-logarithme est reliée en série avec la tension anti-logarithme fournie par Q_4. Le résultat de cette somme est mis en parallèle avec la somme des logarithmes E_1 et E_2. Ainsi, la tension émetteur-base de Q_4 voit le logarithme de E_3 soustrait à la somme des logarithmes de E_1 et de E_2. Puisque le courant collecteur varie suivant une loi exponentielle avec la tension émetteur-base, le courant collecteur de Q_4 sera proportionnel au produit $E_1 \times E_2$ divisé par E_3. Ce courant est appliqué à l'amplificateur de sommation A_4 qui fournit la tension de sortie désirée.

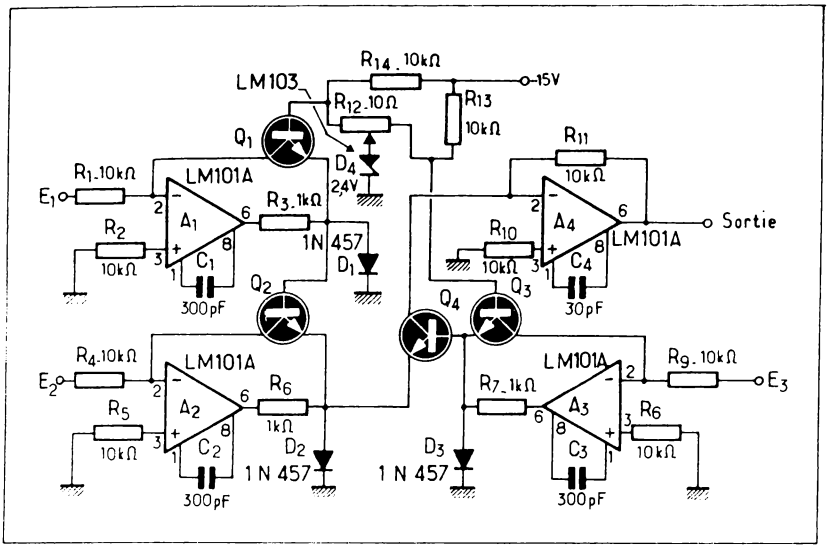


Fig. 8.16. — La multiplication, c'est l'addition de logarithmes. Pour faire un multiplieur analogique, on utilisera des amplificateurs logarithmes. La division, c'est la soustraction de logarithmes. Pour faire une division analogique, on utilisera des amplificateurs exponentiels. La multiplication de E_1 par E_2 s'effectue en additionnant leur logarithme, donc les tensions de Q_1 et Q_2 sont mises en série. La division par E_3 s'effectue en soustrayant le logarithme de E_3, donc la mise en parallèle de la tension de Q_4. L'amplificateur A_4 protège Q_4 contre les variations de charge en réalisant une sortie basse impédance.

Quelques conseils pour la mise au point : on peut prendre des transistors doubles (2 N 3728) pour minimiser les dérives en température. Dans ce cas, Q_1 et Q_3 seront dans le même boîtier, Q_2 et Q_4 dans un autre. Les diodes D_1 à D_3 limitent les tensions émetteur-base des transistors Q_1 à Q_3 pour des signaux négatifs. La diode Zener D_4 augmente la tension collecteur-base des transistors et améliore le fonctionnement à courant élevé. Si on travaille avec des courants inférieurs à 0,3 mA, cette diode est à supprimer et dans ce cas, la résistance de contact due aux broches du transistor n'est pas négligeable : il faut des câbles très courts. Le potentiomètre R_{12} permet de faire le zéro de tous les amplificateurs logarithmiques : on affiche 2 V sur les entrées E_1, E_2, E_3 et on ajuste pour avoir 2 V en sortie. Les résistances R_3, R_6, R_7 réduisent le gain de boucle des amplificateurs. Le facteur d'échelle est égal à 1 puisque R_1, R_4, R_9 et R_{11} sont égales à 10 kΩ. On a :

$$V_{sortie} = \frac{E_1 \times E_2}{E_3}$$

Autre variante : on effectue d'abord la division E_1/E_2 (c'est-à-dire la soustraction des tensions logarithmes Q_1 et Q_2) puis la multiplication par E_3 (c'est-à-dire l'addition avec le logarithme Q_3). L'amplificateur Q_4 est un antilogarithme qui convertit le courant collecteur de Q_4 en tension. La résistance R_7 joue le rôle de facteur d'échelle. On obtient :

$$V_{sortie} = \frac{E_1}{E_2} \times \frac{E_3}{10}$$

En effet, R_1, R_4, et R_5 sont égales à 100 kΩ et R_7 à 10 kΩ : d'où le facteur 10.

Quelques conseils pour la mise au point : Q_1 et Q_2 seront dans le même boîtier, Q_3 et Q_4 aussi. L'amplificateur A_3 doit avoir une bande passante plus large que celle des amplificateurs A_1 et A_2, d'où le branchement du condensateur C_6 en compensation avec avance de phase. En fonction de la précision souhaitée, les amplificateurs A_1 et A_2 seront du type bipolaire LM 108 ou LM 101 A (fig. 8.17).

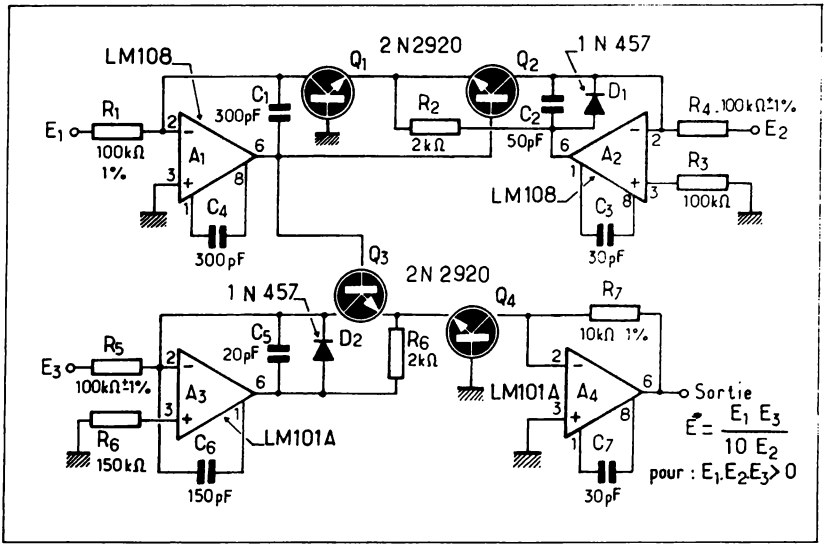


Fig. 8.17. — La multiplication et la division sont des opérations commutatives, donc on peut les effectuer dans un ordre quelconque. La condition à respecter est que, dans notre cas, les tensions soient positives.

A_1 et Q_1 élaborent le logarithme de E_1 ; A_2 et Q_2 élaborent le logarithme de E_2 : les deux tensions sont mises en parallèle pour attaquer la base de Q_3. A_3 et Q_3 effectuent le logarithme de E_3. Le transistor Q_4 est un générateur exponentiel pour convertir le résultat de la mise en série de tension élaboré par Q_3.

Une autre idée pour réaliser une multiplication est d'utiliser la variation d'impédance d'un élément provoquée par l'application d'un signal. On part de la loi Ohm :

- si la valeur de la résistance est directement proportionnelle à la tension appliquée, le courant traversant la résistance sera égal au quotient de la tension signal par la tension appliquée.
- si la valeur de la résistance est inversement proportionnelle à la tension appliquée, le courant sera égal au produit des deux tensions.

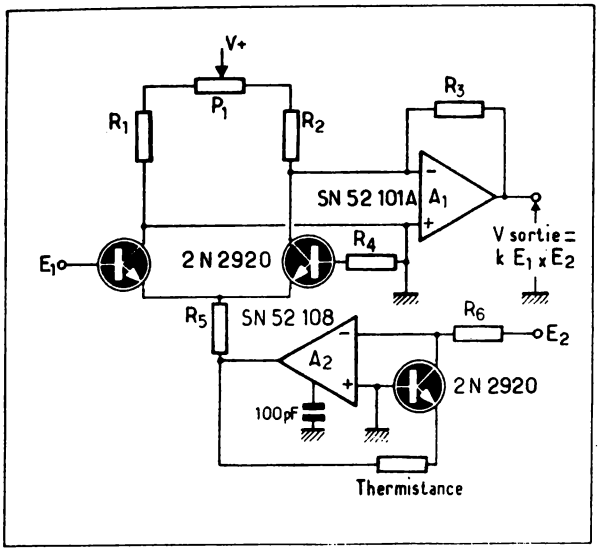


Fig. 8.18. — Multiplicateur deux quadrants à transconductance variable. Le courant traversant la paire de transistors 2 N 2920 est proportionnel à l'un des signaux d'entrée E_2. En supposant un appariement idéal, le courant collecteur différentiel et par conséquent la tension collecteur différentielle est proportionnelle au produit de E_1 par E_2. L'amplificateur A_1 permet d'introduire le facteur d'échelle et d'avoir une sortie simple et non-différentielle. Le courant traversant R_5 est égal à $n E_2$. La tension différentielle appliquée à l'entrée de A_1 est, si $R_1 = R_2$, égale à : $R_2 (n E_2 E_1) q/2 kT$.

Les composants qui répondent à cette idée sont les photo-résistances, les transistors à effet de champ et, bien sûr, les transistors. Un exemple de multiplicateur deux quadrants est donné figure 8.18 en utilisant la variation de conduction ou de « résistance » d'un transistor. Le signal E_1 est appliqué sur la base d'un transistor : le courant émetteur varie de façon proportionnelle avec le signal E_1. Le signal E_2 est appliqué sur le collecteur d'un transistor : le courant collecteur varie de façon inverse au signal E_2, d'où l'utilisation de l'amplificateur en inverseur.

CHAPITRE 9

APPLICATIONS EN COMPARATEUR

9.1. Détecter le passage par zéro d'une tension

Ce circuit simple (fig. 9.1) fonctionne correctement, à la condition que l'amplificateur possède des diodes de protection à l'entrée. La résistance R_1 sert à limiter le courant dans l'étage d'entrée. Avec une valeur de R_1, de l'ordre de 1 MΩ, on peut appliquer une tension d'entrée de 1 kV, soit un courant de 1 mA. Si l'on choisit une valeur de R_1 supérieur à 1 MΩ, il faudra mettre une résistance d'équilibrage entre la masse et l'entrée inverseuse. La diode Zener D_1 permet d'obtenir un niveau de sortie écrêté à une tension égale à un niveau logique TTL, soit 5 V. Dans ce cas, une diode Zener de 3,9 V s'impose. Il faut choisir une diode ayant un faible courant Zener (10 μA environ) et une faible capacité. Si l'on veut un front raide, il faut choisir un amplificateur qui ait une vitesse de montée importante. le SFC 2101 A est plus rapide que le SF 2108 : 0,5 V/μs au lieu de 0,3 V/μs.

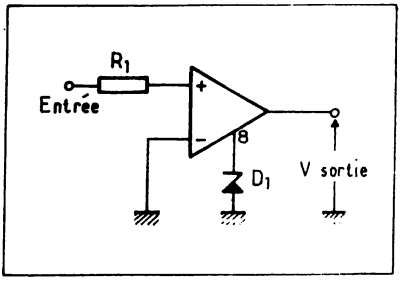


Fig. 9.1. — Profitant d'un gain quasi infini de l'amplificateur opérationnel utilisé en boucle ouverte, on peut détecter avec précision le passage par zéro d'une tension variant autour de la valeur zéro. La diode Zener limite ici l'excursion de tension de sortie à une valeur compatible avec les circuits logiques.

Le schéma peut se modifier pour détecter le passage autour d'une valeur de consigne ou comparer des tensions de polarité opposée (fig. 9.2). La tension de sortie change d'état quand la tension au point commun entre les résistances R1 et R2 est égale à la valeur de consigne qui se calcule comme suit :

$$V_{consigne} = V_2 + \frac{R2\,(V1 - V2)}{R1 + R2}$$

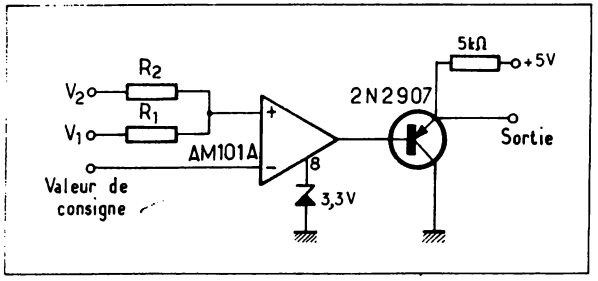


Fig. 9.2. — Le même principe est utilisé pour détecter le passage d'une information au-delà d'une valeur de consigne. Au lieu de relier l'entrée inverseuse à la masse, on la connecte à un potentiel représentant cette valeur de consigne. L'information peut être aussi le résultat d'une combinaison de deux signaux électriques de mêmes signes ou de signes opposés. Le transistor PNP ajouté en sortie permet d'alimenter un grand nombre de circuits logiques.

Le transistor PNP ajouté en sortie permet d'augmenter la puissance de sortie de l'amplificateur opérationnel et, par exemple, d'alimenter 20 portes TTL (fig. 9.2).

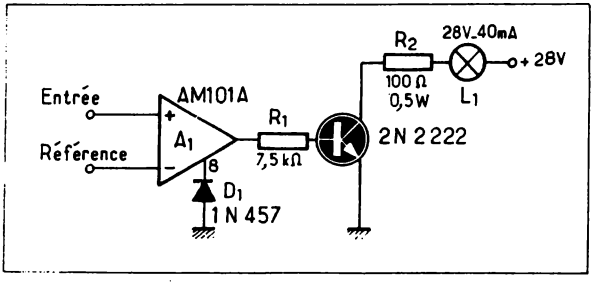


Fig. 9.3. — Même circuit que figure 9.2, mais l'étage de sortie est capable d'alimenter une lampe placée dans le circuit collecteur d'un transistor NPN. On a une liaison directe entre un amplificateur opérationnel et l'affichage par un moyen conventionnel (lampe 28 volts).

Quand on connecte une diode dans la boucle de contre-réaction d'un amplificateur opérationnel, on obtient une fonction à seuil (fig. 9.4).

Si la tension d'entrée est positive, la sortie sera positive également, la diode D1 conduit appliquant une contre-réaction à l'amplificateur qui oblige

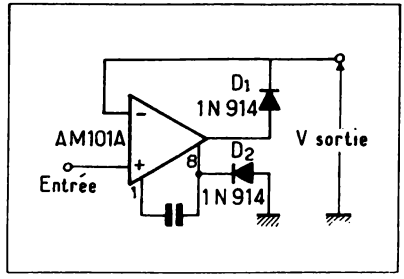


Fig. 9.4. — Le fonctionnement de l'amplificateur est conditionné par l'état passant ou bloqué de la diode D1. Quand la sortie de l'amplificateur dépasse le niveau de 0,6 volt, la diode conduit et l'amplificateur fonctionne comme un suiveur mais uniquement pour des signaux positifs. Les signaux négatifs ne sont pas transmis car la diode est bloquée. Seul le courant de polarisation de l'amplificateur passera dans la charge.

l'entrée inverseuse à suivre l'entrée non-inverseuse. Quand la tension d'entrée est négative, la sortie devient négative et la diode D1 est bloquée : aucun courant ne circulera dans la charge, excepté le courant d'entrée de l'amplificateur opérationnel. Le seuil est très faible, puisqu'une variation de 100 microvolts à l'entrée fera passer la sortie de l'amplificateur du moins vers le plus.

9.2. Détecter la valeur crête d'un signal

Une diode utilisée dans le circuit de contre-réaction conduit quand l'entrée est d'un *niveau supérieur* à celui de la sortie ; ainsi, la tension de sortie est égale à la valeur crête de la tension d'entrée et, grâce à un condensateur, on conserve la mémoire de cette valeur (fig. 9.5).

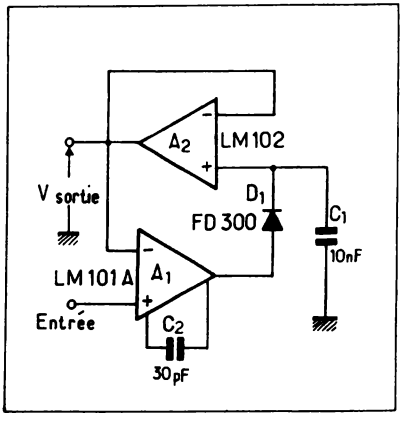


Fig. 9.5. — Détecteur de valeur crête. Dans la boucle de contre-réaction de l'amplificateur A1, il y a une diode et un amplificateur suiveur. Celui-ci est là pour protéger le condensateur C1, qui conserve la mémoire de la valeur crête, d'être déchargé par des variations de charge.

Avec les amplificateurs Bi-Fet, on peut simplifier le schéma (fig. 9.6). La diode D1 est dans la boucle de contre-réaction, sa tension inverse est divisée par le gain de boucle ouverte et peut se traduire comme une tension de décalage mise en série avec l'entrée. Le générateur d'entrée n'a pas beaucoup de courant à fournir puisqu'on utilise un amplificateur avec transistor à effet de champ à l'entrée. Le temps de montée dépend seulement de la puissance de sortie de l'amplificateur.

La vitesse de montée de l'amplificateur est :

$$\frac{\Delta v}{dt} = \frac{I_{o\,max}}{C_1}$$

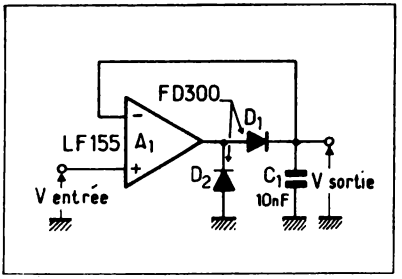


Fig. 9.6. — Détecteur de valeur crête avec amplificateur Bi-Fet. La diode D_2 introduit une protection de l'amplificateur quand il est en saturation négative. La sortie est à haute impédance. Si l'on veut des temps de maintien très large, il faut ajouter un second amplificateur Bi-Fet qui ne chargera pas le condensateur C_1.

La diode D_2 protège l'amplificateur contre les surcharges quand la tension d'entrée est inférieure à la tension de sortie. On voit également que le condensateur C_1 peut se décharger dans l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel d'où l'intérêt du LF 155.

Quand la tension d'entrée est inférieure à la tension de sortie, la diode D_1 conduit mettant l'amplificateur en boucle fermée. Le condensateur C_2 assure la stabilité de la boucle et évite les suroscillations provoquées par des impulsions sur le signal d'entrée. La fréquence du signal d'entrée est limitée par la capacité shunt de la diode D_2 et la résistance R_2 :

$$f_e \ll 1/2\pi\, R_2\, C_{D2}$$

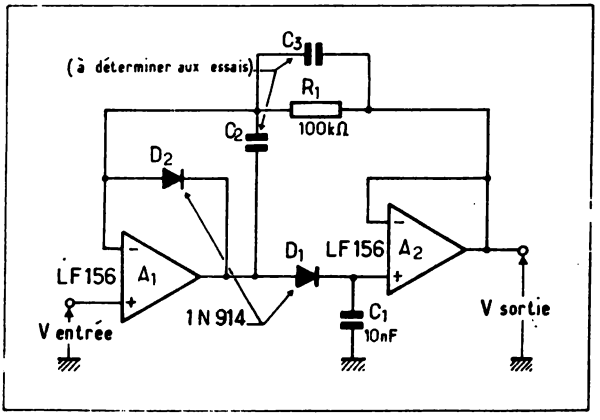


Fig. 9.7. — Détecteur de valeur crête hautes performances. Les condensateurs C_2 et C_3 sont nécessaires pour stabiliser la boucle et éviter les suroscillations en cas d'impulsions à l'entrée. La sortie est en phase avec l'entrée puisque on utilise l'entrée non-inverseuse des amplificateurs.

Ces schémas donnent une tension de sortie en phase avec l'entrée. Si l'on veut une opposition de phase, on peut utiliser un schéma à 3 amplificateurs ou à 2 amplificateurs. Quelques exemples sont donnés figures 9.7, 9.8, 9-10 et 9.11 pour deux, 9.9 pour 3. Dans ce dernier cas, la diode D_2 fait en sorte que le condensateur C_1 soit chargé toujours avec la même polarité. L'amplificateur A_2 est un intégrateur.

Avec deux applicateurs, on obtient un gain en consommation, mais on a quelques difficultés de stabilité de boucle.

Une variante du détecteur de crête consiste à utiliser cette possibilité de mémoriser la valeur maximum d'un signal pour l'étendre à un signal périodique et ne considérer qu'une alternance, et ainsi obtenir une tension continue proportionnelle à l'amplitude de l'alternance du signal d'entrée : ce sera le cas d'un contrôle de gain pour des chaînes stéréo.

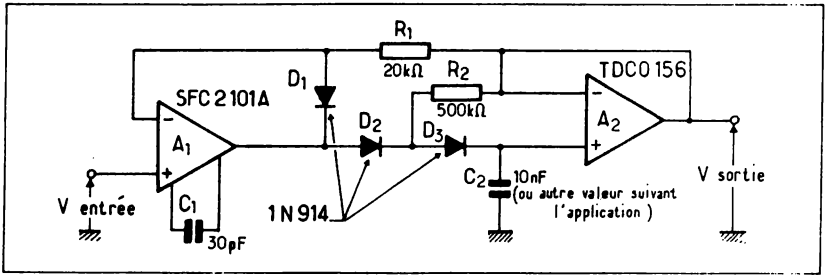


Fig. 9.8. — Détecteur de crête non-inverseur. L'amplificateur A_2 peut être également un suiveur si l'on recherche une faible dérive en température : en effet, la dérive des courants de polarisation est plus faible pour des amplificateurs bipolaires.

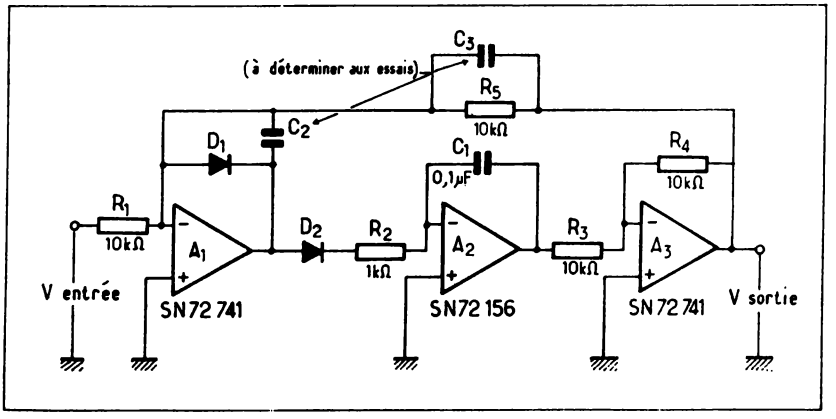


Fig. 9.9. — Détecteur de crête inverseur. La boucle comprend trois amplificateurs, tous montés en inverseur. La boucle doit être stable en continu et en fréquence, d'où la nécessité d'ajuster la valeur des condensateurs C_2 et C_3 aux essais. L'amplificateur A_2 est un intégrateur. La diode D_2 n'autorise la charge de C_1 que pour une seule polarité de tension. La diode D_1 referme l'amplificateur A_1 sur lui-même quand la crête est détectée. Dans le cas indiqué, le gain boucle fermée est de (-1) soit $(-R_5/R_1)$.

La constante de temps de décharge est d'environ 2 secondes, le temps de charge de l'ordre de la milliseconde. Si l'on veut, l'entrée + de l'amplificateur A_1 et le condensateur C peuvent être reliés à un potentiel différent de celui de la masse pour décaler la courbe de réponse(figure 9.11).

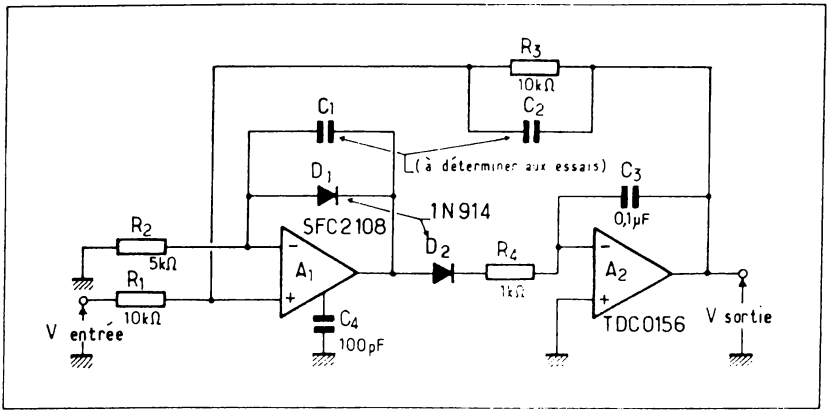


Fig. 9.10. — Détecteur de crête inverseur avec deux amplificateurs seulement : le premier est un non-inverseur, le second un inverseur. L'utilisation de A_2 en intégrateur fait que le condensateur C_3 est isolé de la charge extérieure. Pour détecter les crêtes négatives, il suffit d'inverser le branchement des diodes.

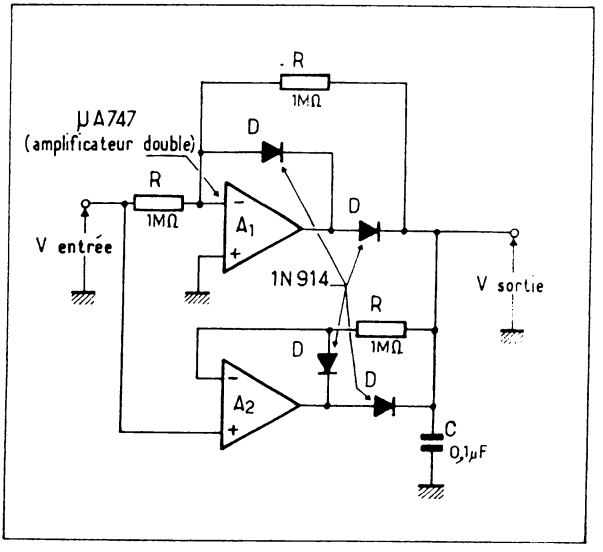


Fig. 9.11. — Détecteur double alternance. Ce circuit élabore une tension continue proportionnelle à l'amplitude crête à crête du signal appliqué à l'entrée. Ainsi on a le moyen de faire varier le gain d'un amplificateur. Par exemple, pour un signal d'entrée variant de 30 dB, on peut avoir un gain variable linéairement de 12 dB.

9.3. Fonctions à seuil

Les diodes de commutation ou les diodes Zener sont des éléments non linéaires qui conduisent à partir d'un seuil et sont bloqués en dessous ; mais il y a des arrondis dans la courbe obtenue. Avec un amplificateur opérationnel, il est possible de diminuer ces effets. Regardons le schéma de la figure 9.12.

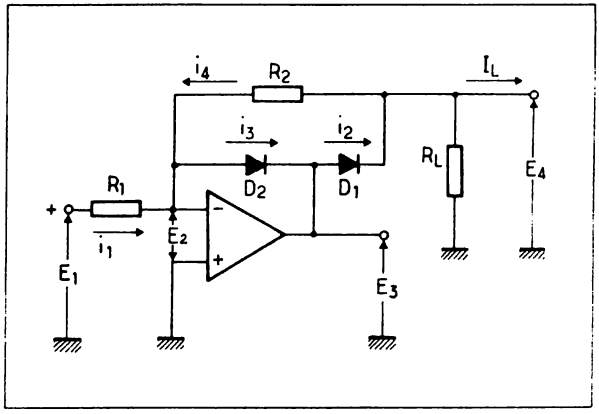


Fig. 9.12. — Schéma de principe d'une fonction à seuil. Pour une tension d'entrée positive, la tension de sortie est nulle : pour une tension d'entrée négative l'amplificateur fonctionne comme un inverseur classique.

Quand E_1 est négatif, le courant i_3 est nul parce que E_2 est voisin de zéro et la diode D_2 est bloquée. Tout le courant d'entrée i_1 traverse R_2 et la tension de sortie est égale à :

$$E_4 = - R_2 i_1 = - \frac{R_2}{R_1} E_1$$

La formule complète prenant en compte le gain de l'amplificateur et la caractéristique de la diode est la suivante :

$$E_4 = \frac{(- R_2/R_1) E_1}{1 - \frac{1}{A\beta} \left(1 + f \frac{i_2}{E_4}\right)}$$

L'effet d'arrondi de la caractéristique de la diode est divisé par le gain de boucle $A\beta$.

Quand E_1 est positif, tout le courant d'entrée s'écoule à travers la diode D_2, la tension E_3 est négative et la diode D_1 ne conduit pas. La tension de sortie E_4 est théoriquement nulle, mais pratiquement elle est de l'ordre de grandeur de la tension de décalage de l'amplificateur. La formule complète est :

$$E_4 = - \frac{f(i_1)}{A} \frac{R_L}{R_2 + R_L}$$

La courbe de réponse de ce circuit est donnée figure 9.13.

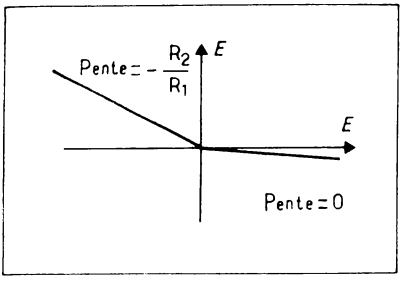


Fig. 9.13. — Courbe de réponse d'une fonction à seuil avec amplificateur utilisé en inverseur.

9.3.1. Détecteurs de valeur absolue

Le détecteur de valeur absolue est dessiné figure 9.14 et sa courbe de réponse est donnée figure 9.15.

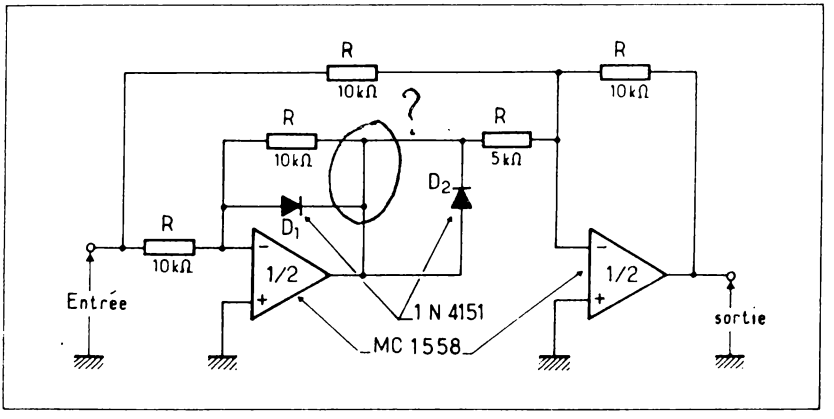


Fig. 9.14. — Le signal de sortie a toujours la même polarité quelle que soit celle du signal d'entrée. Le premier amplificateur transmet une tension positive quand et seulement si la tension d'entrée est négative. La sommation se fait au niveau du second amplificateur. Pour la voie directe, le gain est de 1 : pour la voie venant du détecteur, le gain est de 2. Dans notre cas (− a) + (2 a) = (+ a). Quand le signal d'entrée est positif, le détecteur ne transmet aucun signal : donc seule la voie directe est amplifiée.

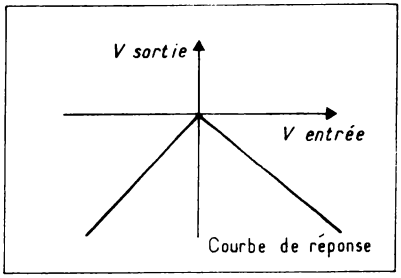


Fig. 9.15. — Courbe de réponse du détecteur de valeur absolue. La sortie est toujours négative.

Un autre schéma utilisant les circuits internes de l'amplificateur opérationnel est donné figure 9.16. En associant un filtre passe bas à ce détecteur de valeur absolue, on obtient une conversion d'un signal périodique en signal continu (fig. 9.17).

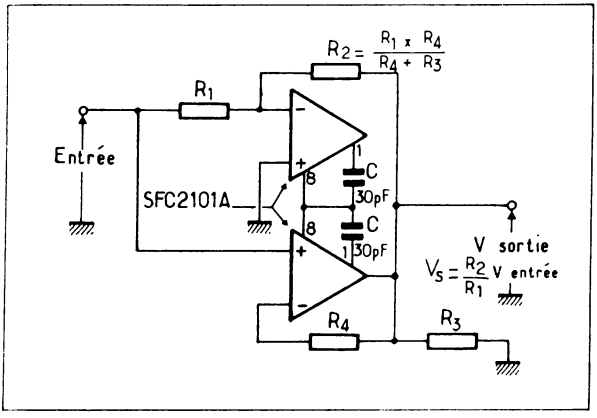


Fig. 9.16 — Grâce aux connexions spéciales qui permettent à l'utilisateur d'avoir accès au circuit interne de l'amplificateur opérationnel, on peut supprimer les diodes et utiliser l'amplificateur comme diode pour l'autre. La tension est toujours positive.

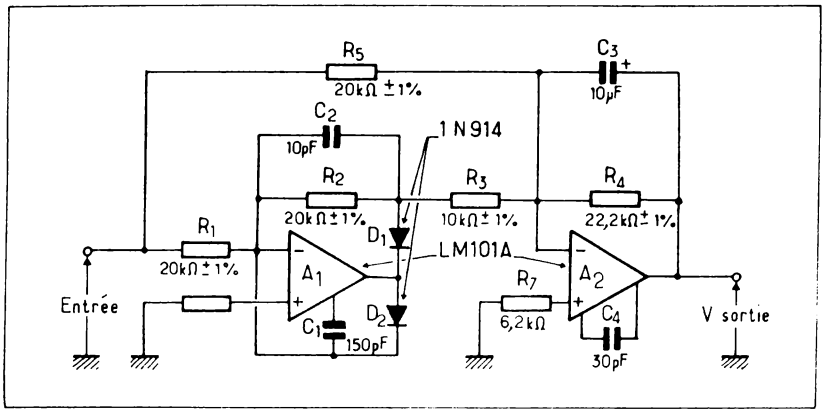


Fig. 9.17. — Convertisseur alternatif/continu. Pour un signal d'entrée négatif, la sortie de A1 est à zéro et aucun courant ne traverse R3. Pour un signal d'entrée positif, l'amplificateur A2 fait la somme du signal venant à travers R3 et de celui venant à travers R5. Si R3 est la moitié de la valeur de R5, avec le condensateur C3 on obtient la valeur moyenne du signal d'entrée. Avec la compensation de fréquence appliquée sur l'amplificateur A1, la précision de convertion est de 1 % jusqu'à 100 kHz.

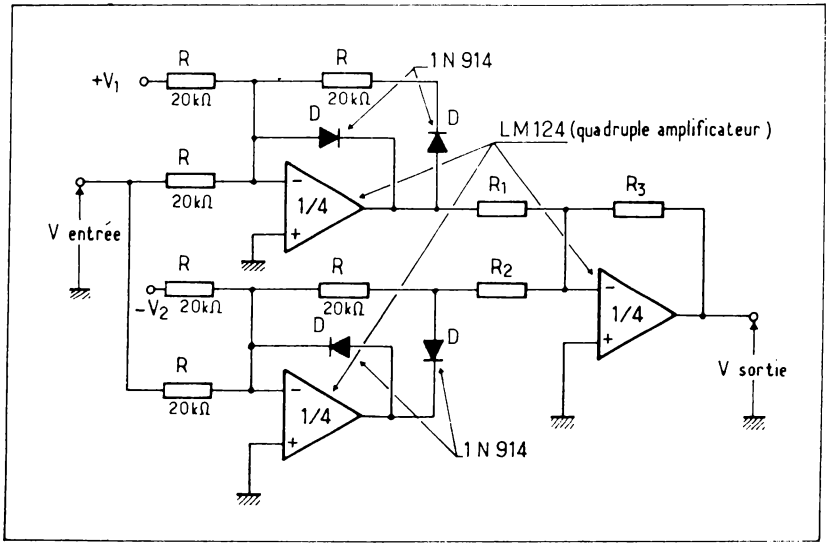


Fig. 9.18. — En introduisant un point de comparaison différent de la masse, on obtiendra des points de départ de l'inflexion de la courbe de réponse différent de zéro. Chaque amplificateur fait la comparaison entre le signal d'entrée et une valeur de consigne + V1 ou − V2, mais l'amplificateur ne transmet un signal qu'en fonction du blocage des diodes. Et le troisième amplificateur fait la somme des deux signaux élaborés.

9.3.2. Fonctions à seuil à plusieurs cassures

Toujours en utilisant les schémas précédents, mais en ajoutant des tensions de consigne, la courbe de réponse obtenue changera de pente quand le signal d'entrée franchira la valeur de consigne (fig. 9.18 et 9.19). En ajoutant une résistance, on peut avoir une courbe de réponse avec 3 pentes réglables (fig. 9.20 et 9.21).

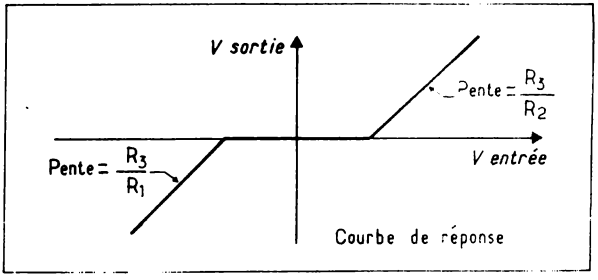


Fig. 9.19. — Courbe de réponse d'un montage non-linéaire à deux points d'inflexion.

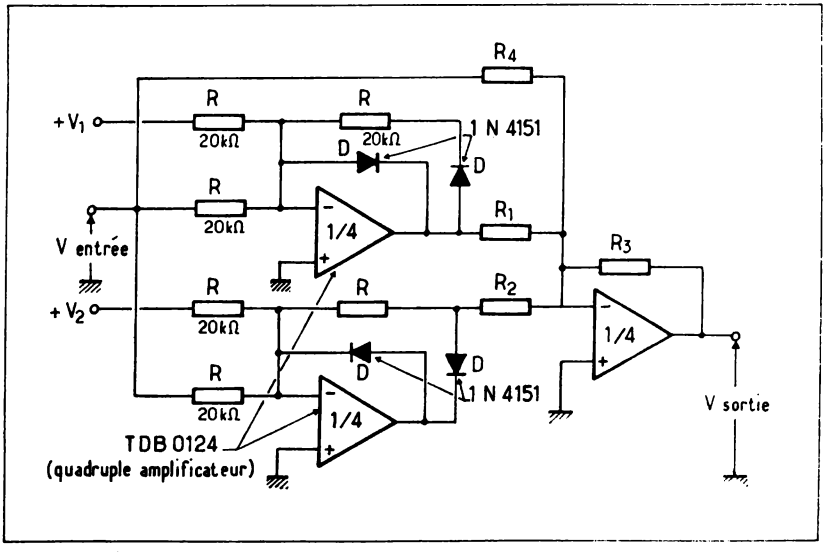


Fig. 9.20. — Nous avons ajouté seulement la résistance R_4 au montage de la figure 9.18 et nous avons la possibilité d'avoir trois valeurs de pente ou trois valeurs de gain : un gain fort pour examiner ce qui se passe aux alentours du zéro et deux gains faibles pour les valeurs du signal d'entrée au-delà des valeurs de consigne.

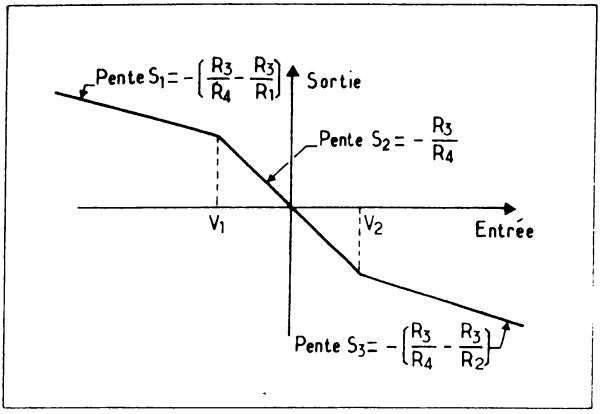


Fig. 9.21. — Courbe de réponse d'un système non-linéaire à deux cassures et trois pentes (ou gain).

9.4. Comparateur avec sortie de puissance

Les amplificateurs à faible consommation peuvent réaliser toutes les fonctions précédentes, mais on peut leur faire commander des circuits de puissance : des microwatts pour des centaines de milliampères (fig. 9.22).

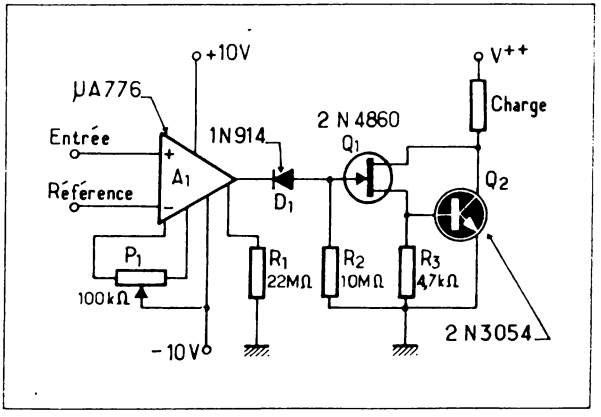


Fig. 9.22. — Comparateur utilisant un amplificateur très faible consommation (10 μW) pour commander le passage d'un courant de 500 mA. En choisissant bien son type d'amplificateur opérationnel, on ne consomme de l'énergie que là où c'est indispensable.

Le potentiomètre permet de compenser la tension de décalage ; la résistance R1 ajuste le courant de consommation à 0,44 μA, mais la vitesse de montée est réduite à 11 V/ms. Quand la tension d'entrée est inférieure à la tension de référence, la sortie de l'amplificateur est à − 9,5 V faisant conduire

la diode D_1 ; le gate du transistor à effet de champ Q_1 est à $-8{,}8$ V grâce à la résistance R_2 : le transistor Q_2 est bloqué. Quand la tension d'entrée est supérieure à la tension de référence, la sortie de l'amplificateur est à $+9{,}5$ V bloquant la diode ; le transistor Q_1 est passant et le transistor Q_2 aussi. Un courant de 500 mA peut traverser la charge.

CHAPITRE 10

APPLICATIONS AUX GÉNÉRATEURS DE SIGNAUX

10.1. Multivibrateur

Transformer un amplificateur en oscillateur est une application intéressante, car on bénéficie des performances du faible courant d'entrée, du gain élevé et de la rotation de phase de 180° entre l'entrée inverseuse et la sortie. Dans le cas des signaux carrés, on sera limité en fréquence par la bande passante « grand signal » de l'amplificateur (fig. 10.1).

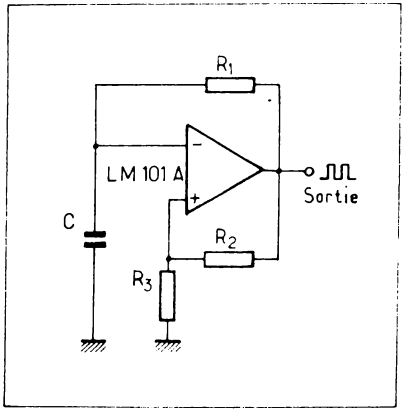


Fig. 10.1. — Amplificateur avec réaction positive pour réaliser un multivibrateur. Le principe est d'utiliser une partie de la constante de temps de charge d'un condensateur et de réaliser une comparaison entre la tension aux bornes du condensateur et le point de basculement fixé à l'entrée de l'amplificateur. Si l'amplificateur est alimenté avec deux tensions symétriques, la forme d'onde en sortie sera symétrique.

Pour une fréquence de 100 Hz, $C = 10$ nF, $R_1 = R_2 = 160$ kΩ et $R_3 = 910$ kΩ. Le condensateur se charge et se décharge à travers R_1 entre les limites de tension fixées par le pont R_2/R_3. Si l'on veut un signal très symétrique, la résistance R_3 sera reliée à un potentiel différent de la masse. Pour éviter d'utiliser des capacités de forte valeur, on peut aussi relier l'extrémité de C_1 à un potentiel positif.

Dans le cas des circuits logiques alimentés en +5 V uniquement, l'amplificateur SFC 2776 trouvera tout son intérêt (fig. 10.2). Le circuit de charge de la capacité C se fait à partir de la sortie de l'amplificateur à travers les résistances R_3, R_1. Quand le condensateur est chargé à une valeur égale à la valeur

déterminée par la tension de sortie à travers la résistance R_6 et par la tension 5 V calculée par R_2 et R_5, la sortie de l'amplificateur décroît à 0,5 V environ et le condensateur se décharge à travers la diode D qui est passante, la résistance R_3 et le circuit de sortie de l'amplificateur. La fréquence de récurrence est réglée par R_1, mais la largeur de l'impulsion est pratiquement constante et de 40 μs. Le transistor Q_1 permet d'isoler la sortie de l'amplificateur du circuit extérieur et d'assurer un courant de commande suffisant. Le circuit consomme environ 6 mW.

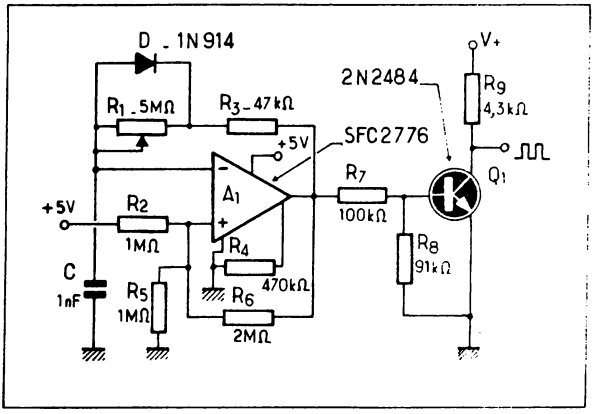


Fig. 10.2. — Multivibrateur réalisé avec un amplificateur programmable. Le fait de pouvoir alimenter cet amplificateur avec une seule tension d'alimentation autorise l'emploi de condensateur de très forte valeur (condensateur électrolytique) puisqu'il n'y a que des tensions positives appliquées à ses bornes. La fréquence peut varier de 360 Hz à 6 kHz avec la valeur indiquée du potentiomètre.

10.2 Oscillateur sinusoïdal

Un principe simple est d'utiliser un *réseau en « pont de Wien »* avec un amplificateur opérationnel. La condition d'oscillation est :

$$W_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$\beta = \frac{1}{3} \text{ (taux de contre-réaction)}$$

Si les résistances et les valeurs de capacité sont égales, on a :

$$W_o = \frac{1}{R_1 C_1} \text{ ou } f_o = \frac{1}{2\pi R_1 C_A}$$

Pour stabiliser le taux de contre-réaction à 1/3, et éviter que l'oscillation diverge (β inférieur à 1/3) ou converge (β supérieur à 1/3), on utilise une lampe, une thermistance, un transistor à effet de champ ou un pont de diodes pour contrôler le gain.

L'oscillateur en pont de Wien à un seul amplificateur opérationnel est simple, mais le taux de distorsion est compris entre 1 et 5 %. Son impédance de sortie est élevée et il doit travailler à charge constante si l'on ne veut pas de variation de fréquence provoquée par une variation de charge. Si tel n'est pas le cas, il faut ajouter un amplificateur en sortie.

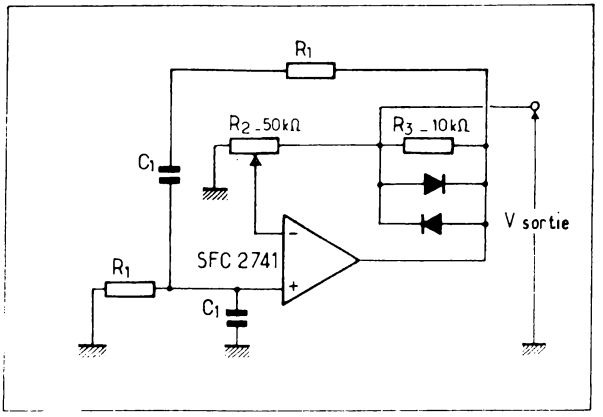


Fig. 10.3. — Oscillateur sinusoïdal utilisant un réseau en « pont de Wien ». Le schéma le plus simple se réalise avec un seul amplificateur opérationnel. La limitation en fréquence est donnée par la bande passante grands signaux de l'amplificateur. Le potentiomètre R2 est réglé dès que les oscillations commencent à diverger. A ce moment, il y aura un tiers de la tension de sortie sur l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel, les diodes se mettent à conduire et shuntent la résistance de 10 kΩ.

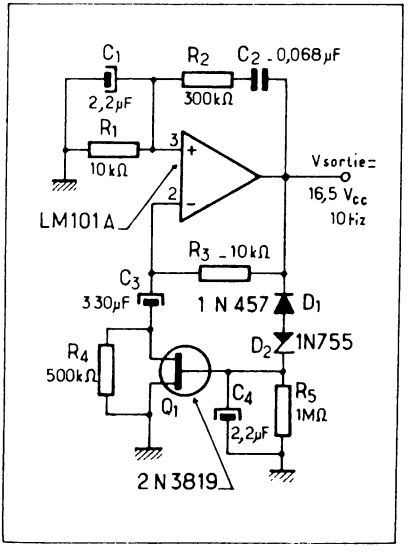


Fig. 10.4. — Oscillateur sinusoïdal avec réseau en « pont en Wien ». Les différents éléments composant la boucle de contre-réaction négative ont pour but d'avoir le gain unité à la fréquence de l'oscillation, de la stabiliser et réduire la distorsion harmonique. La distorsion dépend de la valeur du gain en boucle ouverte de l'amplificateur et de la constante de temps R5. C4.

Le potentiomètre R_2 est réglé juste au moment de divergence de l'oscillation ; il réagit sur l'amplitude de sortie. L'inconvénient de ce circuit est que l'amplitude, la stabilité de l'amplitude et la distorsion sont très liées et que l'on ne peut pas régler l'un sans réagir sur les autres (fig. 10.3).

Pour éviter l'emploi d'une lampe à filament ou d'une thermistance pour réguler l'amplitude de l'oscillateur en pont de Wien, on peut utiliser un circuit de stabilisation réalisé avec des diodes et un condensateur. Avec la diode Zener de 7,5 V, les sinusoïdes dépassant $-8{,}25$ V provoquent la conduction de ces diodes et chargent le condensateur C_4. La tension aux bornes de C_4 polarise le gate du transistor à effet de champ et, en fonction de son impédance (plus ou moins conducteur), va régler le gain automatiquement à la valeur optimale. Le condensateur C_3 est là pour éviter que les erreurs dues au courant et à la tension de décalage ne soient multipliées par le gain de l'amplificateur (fig. 10.4).

Un autre schéma avec stabilisation de l'amplitude par transistor à effet de champ est donné figure 10.5.

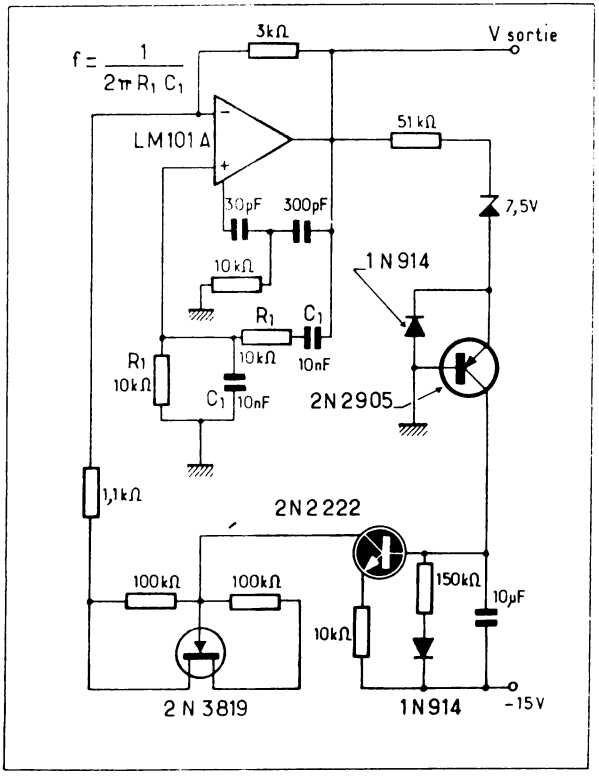


Fig. 10.5. — Oscillateur sinuoïdal stable et compensé en température. Une boucle de contre-réaction complexe permet de stabiliser les conditions d'oscillation et de réduire la distorsion. Le transistor à effet de champ fonctionne en résistance variable contrôlée par une tension : pour avoir un fonctionnement stable, il faut que le transistor fonctionne à une faible polarisation négative de gate.

Ces schémas n'indiquent pas comment faire varier la fréquence dans une gamme étendue tout en respectant les conditions d'oscillation. Dans la figure 10.6, les résistances R_1 et R_2 permettent de faire varier la fréquence dans un rapport de 1 à 10. Si l'on veut un montage très précis, il faut prendre un potentiomètre double puisque R_1 et R_2 varient en même temps et de la même valeur. La limite haute en fréquence est donnée soit par la vitesse de montée des amplificateurs, soit par leur réponse en phase. La fréquence est donnée par l'équation :

$$f = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_1 R_2}}$$

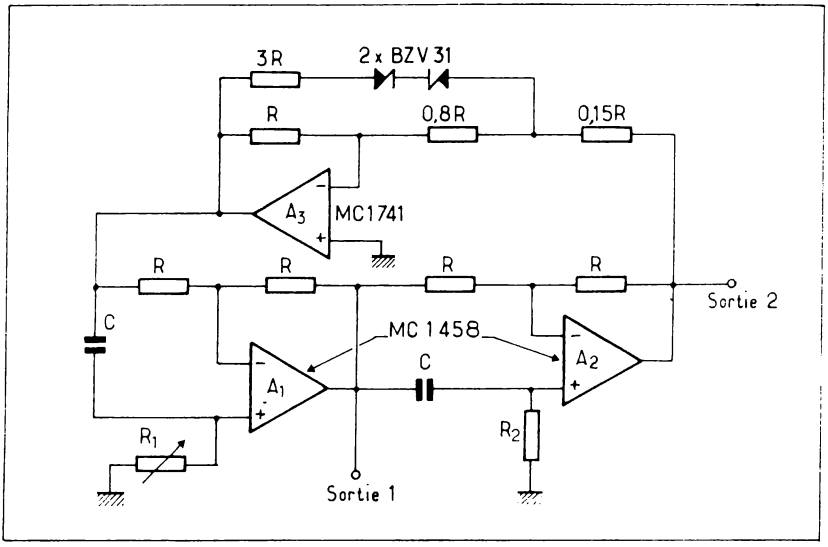


Fig. 10.6. — Oscillateur avec réseau de déphasage comme dans le réseau en pont de Wien, cet oscillateur utilise deux cellules RC. Pour effectuer la variation de fréquence, chaque cellule est reliée à un amplificateur opérationnel, l'amplificateur A_3 fonctionnant en limiteur d'amplitude. Le gain initial est légèrement supérieur à 1 : après le démarrage des oscillations, les diodes Zener réduisent le gain automatiquement. Le gain reste constant, mais l'on fait varier la condition de phase pour changer de fréquence d'oscillation : la variation de R_1 est seule nécessaire.

On a deux sorties possibles mais déphasées. L'amplificateur A_3 fonctionne en limiteur grâce aux diodes placées dans son circuit de contre-réaction.

Un autre principe peut être utilisé pour construire un oscillateur sinusoïdal, c'est celui de l'*oscillateur à déphasage*. Trois réseaux RC sont connectés autour d'un amplificateur opérationnel. La condition d'oscillation est :

- avoir 3 réseaux identiques (mêmes valeurs pour R et C) ;
- la résistance de contre-réaction sera égale à :

$$\frac{4}{RC^2\,\omega^2}$$

et supérieur à 12 fois la valeur de la résistance du réseau RC.

La fréquence est déterminée par :

$$\omega_o^2 = \frac{1}{3\,R^2\,C^2}$$

Avec les valeurs indiquées sur le schéma de la figure 10.7, la fréquence d'oscillation est égale à 920 Hz et l'amplitude est comprise entre 1 et 10 V. Les potentiomètres R_2 et R_3 permettent d'ajuster l'amplitude de l'alternance positive et celle de l'alternance négative afin qu'elles soient parfaitement symétriques, donc d'avoir un taux de distorsion minimum. Le potentiomètre R_1 permet d'ajuster la valeur de la résistance de contre-réaction de l'amplificateur A_1 qui doit être légèrement supérieure à 12 fois la résistance utilisée dans le réseau du déphasage (ici 10 kΩ, donc 120 kΩ). Ce réglage influe sur la stabilité de la fréquence et sur la distorsion.

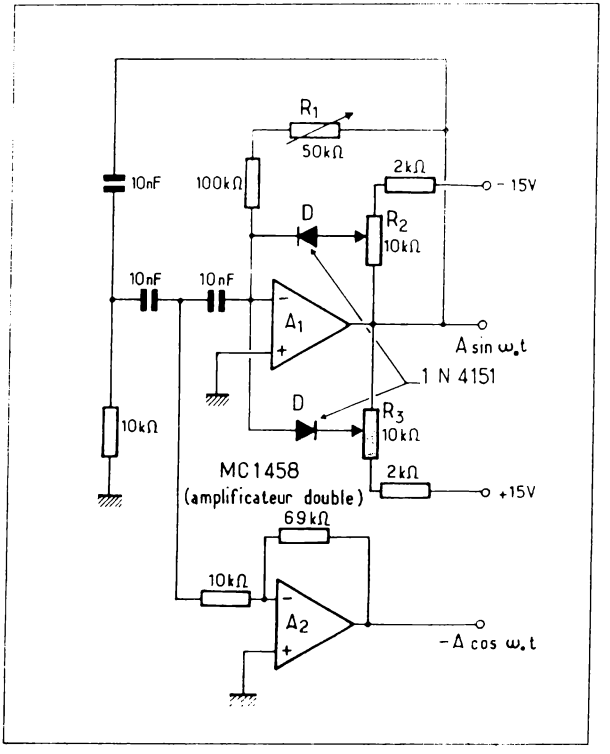


Fig. 10.7. — Oscillateur sinusoïdal à déphasage. Trois réseaux RC sont connectés autour d'un amplificateur opérationnel. La condition de phase est réalisée pour une fréquence, la condition d'amplitude est réglée avec le potentiomètre R_1. Grâce à l'introduction de l'amplificateur A_2, on peut avoir une sortie « cosinus ». Si cette sortie n'est pas utile, on peut supprimer cet amplificateur et relier la résistance de 10 kΩ à la masse.

On peut rechercher *la condition de phase* de l'oscillation *avec un montage à deux amplificateurs.* Le premier amplificateur A1, sera utilisé comme un filtre actif passe-bas à deux pôles, le second amplificateur comme un intégrateur. Le retard de phase introduit par des amplificateurs est de 270 degrés, mais l'oscillation apparaîtra pour un retard de phase de 180 degrés et pour un gain suffisamment grand à une fréquence.

Les diodes Zener jouent un rôle d'écrêtage et stabilisent l'amplitude. Il faut que leur tension Zener soit aussi égale que possible. La fréquence est déterminée par la valeur des composants R1, R2, R3 et C1, C2, C3. Le comportement en température de cet oscillateur dépend du coefficient en température de ces composants : il faut qu'ils soient faibles et qu'ils se compensent les uns les autres. La valeur de R3 est critique : si on choisit une valeur inférieure à celle indiquée, l'oscillateur pourra mieux démarrer, mais la distorsion augmentera. La valeur de R4 n'est pas critique : elle doit rester inférieure à la valeur de R2 quand l'impédance de la diode bloquée vient s'ajouter. L'amplificateur LM 155 est bien adapté à ce genre de schéma car son courant d'entrée très faible, on peut utiliser des condensateurs de faible valeur.

De 1 Hz à 1 kHz, le LM 155 convient bien (fig. 10.8) ; au-delà, il faudrait que A1 soit un LM 102 et A2 un LM 101 A compensé en avance de phase (fig. 10.9).

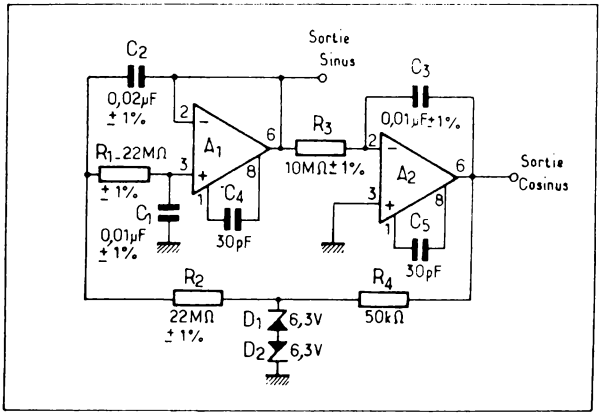


Fig. 10.8. — Oscillateur à déphasage. Le principe des trois réseaux est conservé même quand on utilise deux amplificateurs pour atteindre de meilleures performances. Si la fréquence doit être stable quelle que soit la charge, il ne faut pas que les réseaux RC soient perturbés. C'est pourquoi des amplificateurs Bi-Fet peuvent être utilisés. Les diodes Zener limitent l'amplitude de sortie et évitent d'avoir une distorsion due à un temps de désaturation trop long des amplificateurs opérationnels.

Autre idée pour faire un oscillateur : *utiliser un oscillateur de signaux carrés suivi d'un filtre,* ou bien un oscillateur de signaux sinusoïdaux suivi d'un filtre. Cette dernière solution semble un peu étonnante, puisqu'on dispose déjà d'un générateur sinusoïdal. Si celui-ci est un oscillateur avec stabilisation par diodes Zener, il fournit moins de distorsion qu'un générateur de signaux carrés. Si l'on règle convenablement le niveau d'attaque des diodes Zener (écrêter à 20 % environ de l'amplitude sinuoïdale), l'oscillateur démar-

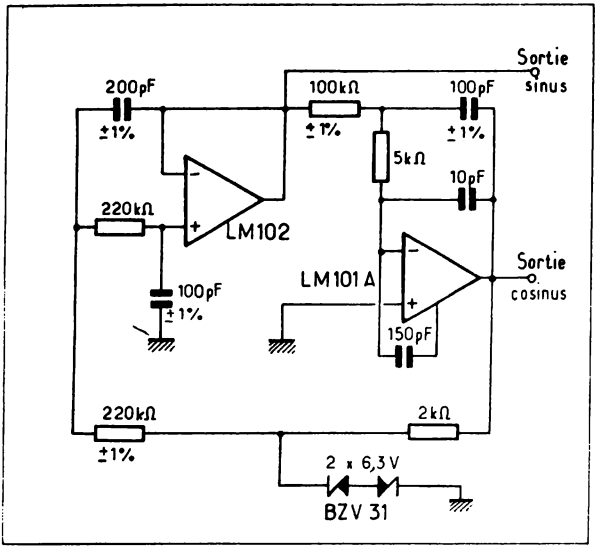


Fig. 10.9. — Même schéma que figure 10.8, mais un autre choix des amplificateurs a été fait pour atteindre des fréquences d'oscillations supérieures. L'amplificateur LM 101 A est utilisé avec une compensation à avance de phase. L'amplificateur suiveur LM 102 offre une très haute impédance d'entrée pour les réseaux R.C.

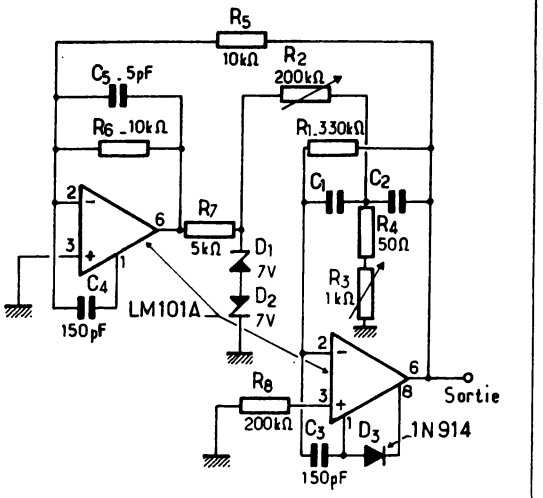
rera dans toutes les conditions de fonctionnement (température, variation des composants). Comme on attaque un filtre, il ne faut pas le régler trop bas, sans quoi l'oscillation s'arrête. Ce réglage joue, bien sûr, sur la distorsion.

La fréquence maximale que l'on peut obtenir est 20 kHz, à cause des performances de l'amplificateur LM 101 A. Dans l'exemple donné figure 10.10, il est utilisé avec des compensations avec avance de phase ; ce qui augmente sa bande passante jusqu'à 10 MHz et sa vitesse de montée jusqu'à 10 V/μs.

Ce n'est pas la taille ou le type de composants RC extérieurs qui limitent les performances de ce schéma. Les résistances devront être de tolérance 1 % avec coefficient de température ±25 ppm. Les condensateurs devront être en polycarbonate ou polypropylène en s'assurant de la valeur du facteur de dissipation à la fréquence maximale de travail. Pour une même technologie, il y a des encapsulations (boîtier tubulaire métallique, ou parallélépipède moulé) qui présentent des différences en coefficient de température.

On fait $C_1 = C_2$; la résistance R_3 permet de régler la fréquence ; la résistance R_2 permet de régler le niveau d'écrêtage fait par les diodes Zener. Bien au point, cet oscillateur devrait avoir entre 0,2 et 0,4 % de taux de distorsion. Pour aller au-delà de 20 kHz, il faut changer d'amplificateurs opérationnels et utiliser des amplificateurs de type LM 118 ou AA 2620, rapides.

★



C_1, C_2	Fréquence minimale	Fréquence maximale
0,47 µF	18 Hz	80 Hz
0,1 µF	80 Hz	380 Hz
22 nF	380 Hz	1,7 kHz
4,7 nF	1,7kHz	8 kHz
2 nF	4,4kHz	20 kHz

Fig. 10.10. — Oscillateur sinuoïdal avec filtre pour éliminer toutes harmoniques. La distorsion est très faible (ici on obtient entre 0,2 et 0,4 %). On peut atteindre une fréquence de 20 kHz grâce aux compensations de fréquence avec avance de phase. Le potentiomètre R2 règle le niveau d'attaque des diodes Zener, donc le taux de distorsion. Le potentiomètre R3 règle la fréquence de sortie puisqu'il assure le centrage du filtre en T.

10.3. Générateurs de signaux carrés

Pour réaliser cette fonction, il faut un intégrateur et un comparateur. Si l'on charge un condensateur à courant constant, on obtient une rampe de tension. Celle-ci est appliquée à l'entrée d'un comparateur dont on aura réglé l'hystérésis. Quand la rampe est au-dessus du seuil, le comparateur part en butée. Le condensateur se décharge alors et la rampe décroissante appliquée au comparateur va atteindre l'autre seuil et provoquer le basculement du comparateur. Et le cycle recommence. Le schéma le plus simple est donné figure 10.11.

L'amplificateur à utiliser dans ce cas simple devra avoir une tension de sortie bien symétrique et des tensions de saturation (état *haut*, état *bas*) sta-

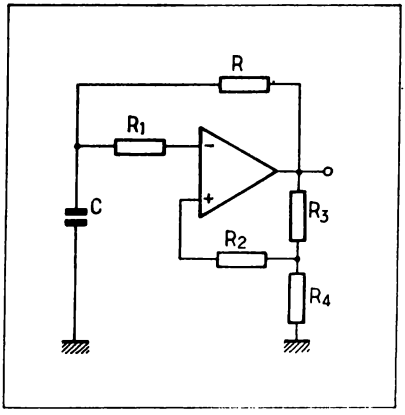


Fig. 10.11. — Générateur de signaux carrés. Le principe est de comparer une tension représentant la charge d'un condensateur à une tension de consigne. Le comparateur changera brutalement d'état en sortie chaque fois que la tension aux bornes du condensateur, à la charge ou à la décharge, atteindra la valeur de la tension de consigne. La constante de temps RC détermine une demi-période du signal.

bles. La forme rectangulaire pourra présenter certains rebondissements et la fréquence varier en fonction de la charge et de la température.

Pour s'en affranchir, on pourra disposer en sortie de l'amplificateur deux diodes Zener, qui détermineront l'amplitude du signal (fig. 10.12).

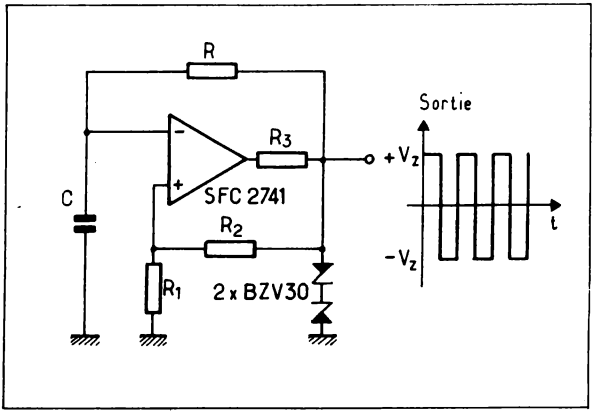


Fig. 10.12. — Avec deux diodes Zener branchées sur la sortie de l'amplificateur, la tension de sortie sera stable en fonction de la température et de la charge. Ceci entraîne une meilleure stabilité de la fréquence, puisqu'elle détermine la tension de seuil appliquée à l'entrée du comparateur. On évite aussi certains rebondissements. Il ne faut pas oublier que la fréquence maximale est déterminée par la bande passante grands signaux de l'amplificateur opérationnel.

Le réseau intégrateur est composé des éléments R et C et l'amplificateur compare la tension aux bornes de C avec la référence déterminée par la tension Zener et le pont diviseur R_1/R_2, la résistance R_3 étant là pour limiter le courant dans les diodes. La fréquence est calculée par :

$$f = \frac{1}{2\,RC \log_n (1 + 2\,R_1/R_2)}$$

Pour assurer une bonne stabilité de la fréquence d'oscillation, on peut modifier le schéma précédent pour qu'il n'y ait pas de variation de l'impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel quand il fonctionne en comparateur. Décrivons rapidement le fonctionnement (fig. 10.13).

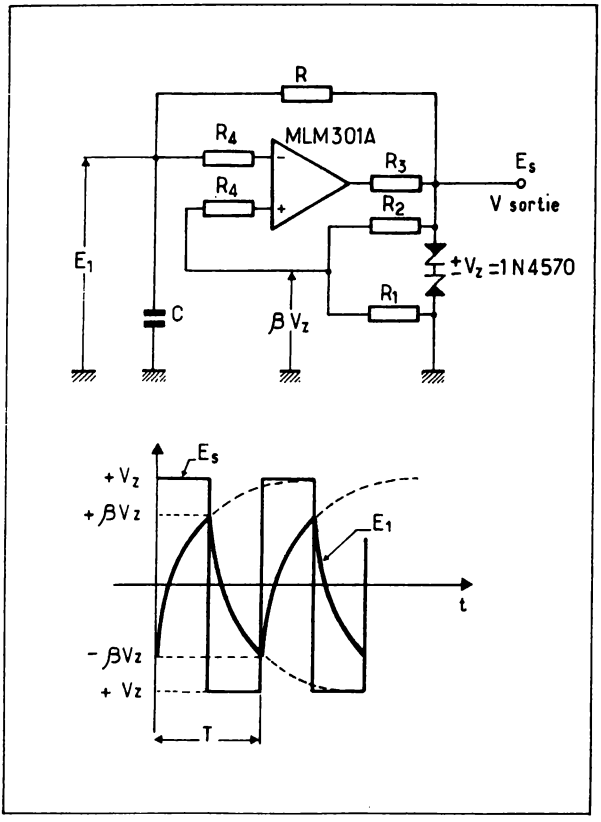


Fig. 10.13. — Générateur de signaux carrés. Le schéma est modifié pour que l'impédance d'entrée soit égale sur chaque entrée (R4). L'amplificateur doit être choisi avec un courant de sortie suffisant pour alimenter les diodes Zener, le pont de résistances, la charge du condensateur et la charge extérieure. A basse fréquence l'impédance d'entrée, le courant de polarisation, le niveau de bruit de l'amplificateur sont importants. A haute fréquence, le temps de désaturation de l'amplificateur n'est pas à négliger.

Sur le graphique, sont dessinées les courbes représentant la tension aux bornes du condensateur et la tension de sortie.

Supposons que la tension de sortie soit négative et que la tension aux bornes du condensateur soit juste égale à $-\beta Vz$. Cette tension continue à diminuer et devient plus négative que βVz. L'amplificateur opérationnel bascule alors de la tension négative à la tension positive, et le condensateur peut se charger jusqu'à atteindre la valeur $+\beta Vz$. Quand cette tension devient légère-

ment supérieure à cette valeur, l'amplificateur opérationnel bascule de la tension positive à la tension négative, provoquant la décharge du condensateur.

Ce schéma simple fonctionne correctement en BF de 10 Hz à 10 kHz ; pour aller jusqu'à 100 kHz, il faut choisir un amplificateur rapide du type TDE 0118 (avec vitesse de montée importante). La fréquence peut être ajustée en faisant varier R. La stabilité de la fréquence dépend de la qualité du condensateur (faible tangente delta à la fréquence d'oscillation) et de la stabilité des diodes Zener. La symétrie du signal (amplitude par rapport au zéro, rapport cyclique de 1) dépend de l'appariement des diodes Zener.

10.4. Générateur de signaux triangulaires

Le générateur de base comprend deux circuits : un intégrateur et un détecteur de seuil. L'intégrateur est un circuit classique, le détecteur de seuil peut être un trigger de Schmitt (fig. 10.14).

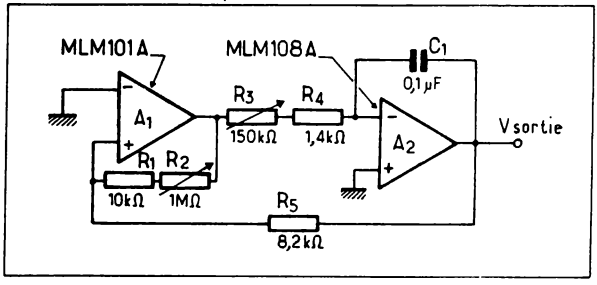


Fig. 10.14. — Générateur de signaux triangulaires. L'amplificateur A1 fonctionne en trigger de Schmitt ou détecteur de seuil, l'amplificateur A2 en intégrateur. L'intégrateur élabore une rampe de tension, le détecteur de seuil a une hystérésis comme un circuit de remise à zéro. La fréquence du signal triangulaire est variable mais l'amplitude est constante, indépendante de la fréquence.

La fréquence est déterminée par R3, R4 et C1 et par la dynamique de tension de l'amplificateur A2. L'amplitude dépend du rapport de la résistance R5 à la valeur R1 + R2 et des tensions de saturation du trigger de Schmitt.

Pour améliorer la stabilité en température, on ajoutera deux diodes Zener appariées (fig. 10.15).

On peut modifier l'une ou l'autre partie de ce générateur pour adapter la forme d'onde, la fréquence et le niveau de référence. Le schéma de la figure 10.16 montre le trigger de Schmitt relié à l'intégrateur par une diode. Celle-ci isole le comparateur de l'intégrateur quant la tension d'intégration est positive ; pendant que cette tension est négative, le comparateur bascule très rapidement, générant des impulsions ; R4 permet de régler l'amplitude, R3 la fréquence et R2 le niveau de référence du signal de sortie.

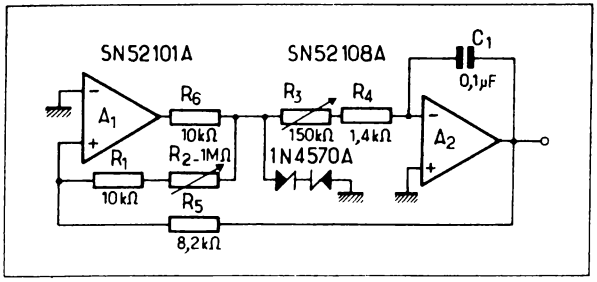


Fig. 10.15. — Le schéma de base de ce générateur de signaux triangulaires est le même que celui de la figure 10.14, mais deux diodes Zener appariées ont été ajoutées à la sortie du trigger de Schmitt pour écrêter la dynamique de sortie de telle sorte que les performances de ce générateur soient indépendantes de la température et de la tension d'alimentation.

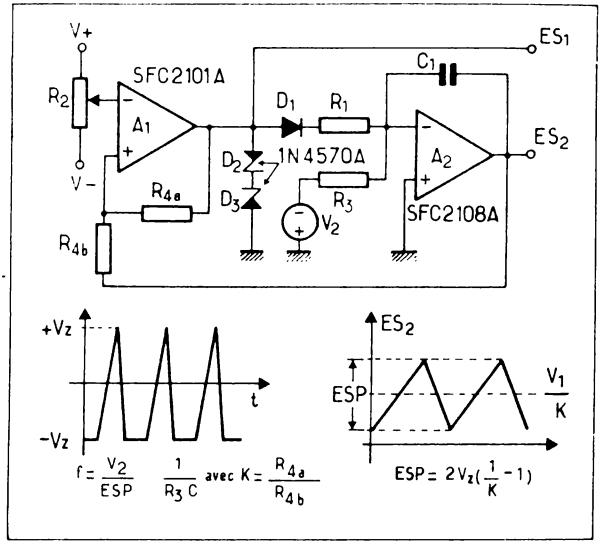


Fig. 10.16. — Une fois encore, on place un intégrateur dans la boucle de contre-réaction d'un comparateur, mais de telle sorte que le comparateur commande une intégration négative rapide : ce qui est fait grâce à la diode D1 qui déconnecte le comparateur durant la phase positive de l'intégration. En faisant R1 très petit devant R3, le temps de descente de la rampe de tension sera beaucoup plus petit que le temps de montée. Sur la sortie ES1, nous avons des impulsions ; à la sortie ES2, c'est le signal triangulaire à utiliser.

10.5. Générateur d'impulsions

Le principe de base peut être d'utiliser un multivibrateur suivi d'un étage de mise en forme (fig. 10.17). Le condensateur C1 se charge à travers R1 et R2

quand la sortie de l'amplificateur atteint le potentiel *haut*. La valeur de la charge est déterminée par la somme des tensions ramenées sur l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur :

- V_2 divisée par R_3, R_4 ;
- Tension de sortie de l'amplificateur à travers R_5.

Quand la tension de sortie de l'amplificateur va atteindre sa valeur limite *basse*, le condensateur va commencer à se décharger à travers la diode et R_1. Le réglage de la fréquence s'effectue par R_2 :

- $R_2 = 100$ kΩ donne 6 kHz ;
- $R_2 = 5$ MΩ donne 360 Hz.

Quand R_2 est égal à 0 ohm, elle court-circuite la diode et, dans ce cas, on obtient un signal carré symétrique.

Le circuit de mise en forme présente une charge constante pour l'amplificateur opérationnel ; il peut attaquer directement des circuits T.T.L.

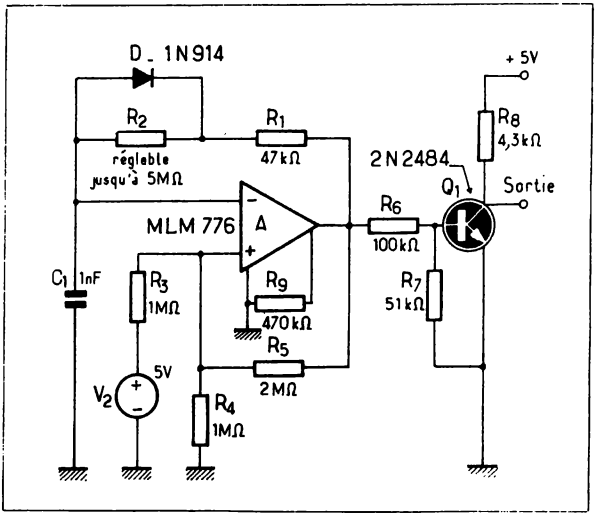


Fig. 10.17. — Générateur d'impulsions avec alimentation +5 volts. La largeur d'impulsion est constante, la fréquence est réglée par R_2. Comme on utilise un amplificateur programmé sur une faible consommation, l'étage de sortie est renforcé par un transistor extérieur Q_1 qui permettra d'alimenter une charge importante. La source V_2 peut être le +5 volts d'alimentation. Nous remarquons qu'il n'y a que des tensions positives appliquées au condensateur C_1 et donc il est possible d'utiliser des condensateurs électrolytiques en très basse fréquence.

On peut utiliser comme circuit de base, le générateur de signal triangulaire et le modifier pour recueillir en sortie des impulsions (fig. 10.18). Le signal de sortie est symétrique par rapport à la masse, l'amplitude est déterminée par la tension Zener des diodes D_3 et D_4. Le rapport cyclique dépend du rapport des résistances R_1 et R_2, soit $R_1/(R_1 + R_2)$. La fréquence est donnée par l'équation :

$$f = \frac{1}{(R_1 + R_2)\, C_1 \log \dfrac{V_F - (K + 1)\, V_Z}{V_F + (K - 1)\, V_Z}}$$

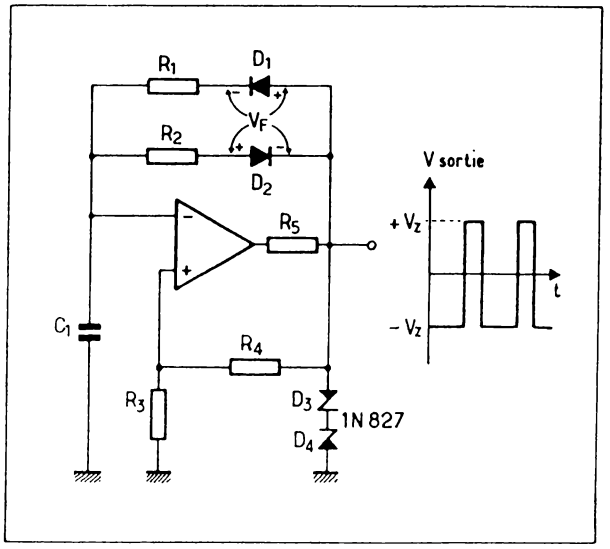


Fig. 10.18. — L'intégration et la comparaison sont faites à l'aide d'un seul amplificateur. Le rapport cyclique est déterminé par le rapport $R_1/R_1 + R_2$. La fréquence dépend de la valeur de C_1 et du rapport $R_3/(R_3 + R_4)$ appelé K dans la formule. La sortie rampe, disponible aux bornes du condensateur, n'est pas linéaire. Si on remplaçait les diodes par un transistor à effet de champ, on obtiendrait un signal rampe linéaire, mais les impulsions n'auraient plus la forme rectangulaire.

Le condensateur se charge, quand la tension de sortie est positive, à travers D_1 et R_1, la constante de temps est R_1C_1. Quand la tension aux bornes de la capacité atteint la valeur négative, le condensateur se décharge à travers le circuit D_2 et R_2, la constante de temps est R_2C_1. Le rapport cyclique est limité par le temps de montée de l'amplificateur, le courant de sortie maximum de l'amplificateur. En fonction de l'application, de la gamme de fréquence, des temps de montée des impulsions, l'utilisateur choisira un amplificateur de type SFC 2301A ou TDB 0118.

CHAPITRE 11

APPLICATIONS AUX FILTRES

11.1. Filtre passe-bas

Il suffit de placer un réseau RC dans la boucle de contre-réaction d'un amplificateur opérationnel (fig. 11.1). La bande passante à 3 dB est définie par :

$$f = \frac{1}{2\pi R_3 C_1}$$

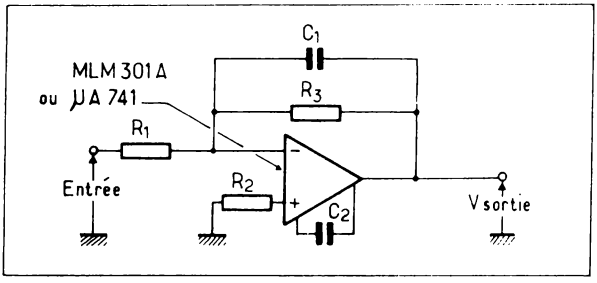


Fig. 11.1. — Filtre passe-bas à une cellule (R_3 C_1) asymptote à 6 dB par octave. Avec le SFC 2741, le condensateur C_2 est inutile.

Au-delà de cette fréquence, le gain diminue de 6 dB par octave. Avant cette fréquence, le gain est déterminé par :

$$G = \frac{R_3}{R_1}$$

Pour avoir une atténuation plus rapide (12 dB par octave), il suffit de brancher deux cellules RC dans la boucle de l'amplificateur (fig. 11.2). La fréquence de coupure est définie par l'équation :

$$w_o = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}}$$

Pour une fréquence de coupure à 10 kHz, on prendra les valeurs suivantes : $R_1 = R_2 = 24$ kΩ ; $C_1 = 940$ *p*F ; et $C_2 = 470$ *p*F. L'amplificateur sera compensé au minimum (pour un LM 101 A, on prendra un condensateur de 3 *p*F).

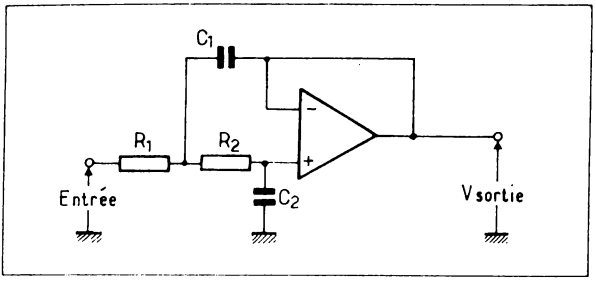


Fig. 11.2. — Filtre passe-bas à deux cellules, asymptote à 12 dB par octave. Bien que les fréquences élevées soient éliminées par le filtre, on a intérêt à avoir la bande passante maximale pour l'amplificateur. Structure à source contrôlée, ou de « Sallen et Key ».

Une autre configuration est dessinée figure 11.3. La réponse est du type Butterworth de second ordre :

$$w_o = \frac{1}{RC\sqrt{2}}$$

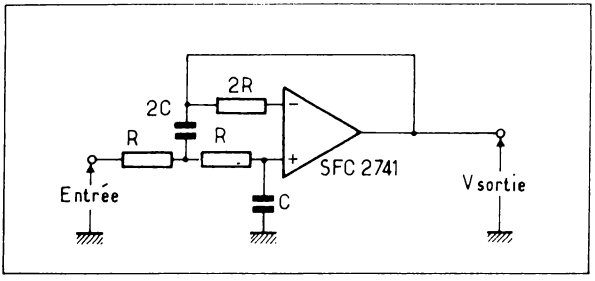


Fig. 11.3. — Filtre passe-bas avec asymptote à 12 dB par octave. La courbe de réponse de type Butterworth est caractérisée par l'absence d'ondulation dans la bande passante.

11.2. Filtre passe-haut

Pour inverser la courbe de réponse, on prend le même schéma que précédemment et on remplace les résistances par des condensateurs, et inversement (fig. 11.4).

Pour une fréquence de coupure à 100 Hz, on prendra les valeurs suivantes :

- $R_1 - R_2 = 110\ k\Omega$;
- $C_1 = 20$ nF et $C_2 = 10$ nF.

La réponse est du type Butterworth (fig. 11.6) pour le circuit de la figure 11.5 :

$$w_o = \frac{1}{RC\sqrt{2}}$$

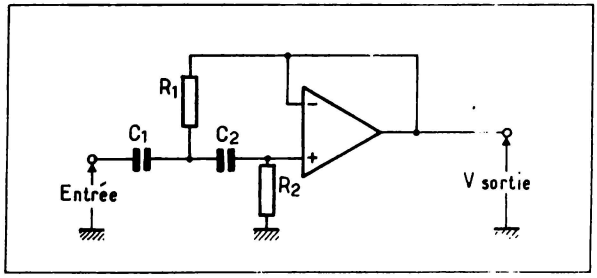


Fig. 11.4. — Filtre passe-haut à deux cellules de même structure que celui de la figure 11.2. (Source contrôlée). La fréquence de coupure est égale à $w_0 = 1/(C\sqrt{R_1 R_2})$.

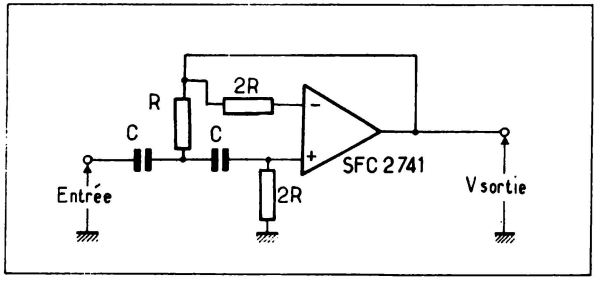


Fig. 11.5. — Filtre passe-haut à 12 dB par octave avec réponse de Butterworth.

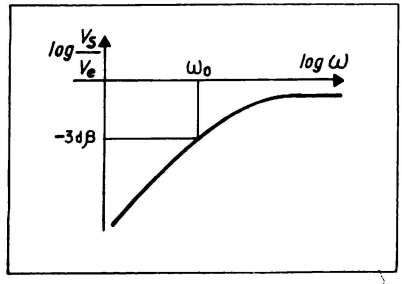


Fig. 11.6. — Courbe de réponse de type Butterworth pour un filtre passe-haut.

11.3. Filtre passe-bande

C'est la combinaison d'un filtre passe-bas et d'un filtre passe-haut (fig. 11.7). La bande passante est comprise entre la fréquence de coupure du filtre passe-haut (pour la limite inférieure) et la fréquence de coupure du filtre passe-bas (pour la limite supérieure).

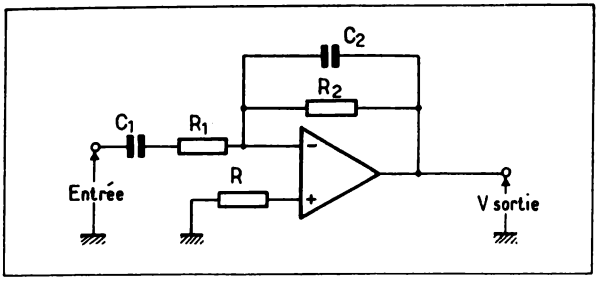


Fig. 11.7. — Filtre passe-bande à surtension réduite. C'est la juxtaposition d'un réseau passe-bas (R_2 C_2) et d'un réseau passe-haut (R_1, C_1). On superpose deux courbes de transfert.

La fréquence centrale du filtre est donnée par l'équation :

$$w_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

La largeur de la bande passante mesurée à 3 dB est donnée par la formule :

$$\Delta w = \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 C_1}$$

Le gain à la fréquence centrale est défini par :

$$G = - \frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}}$$

Si l'on recherche une certaine sélectivité, c'est-à-dire le maximum de gain dans une bande étroite, on utilisera un filtre à surtension élevée (fig. 11.8 et

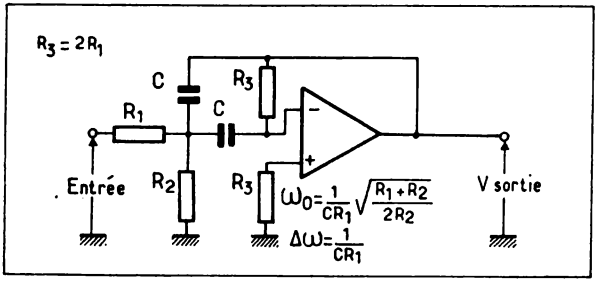


Fig. 11.8. — Filtre passe-bande à structure « contre-réaction multiple » ou structure de Rauch. C'est la structure la plus intéressante par le nombre réduit de ces composants et par la grande souplesse des réglages permis. R_2 sert à accorder le filtre sans modifier le gain à l'accord ni la bande passante. R_1 sera beaucoup plus grand que R_2 et commandera le gain à l'accord sans réagir sur la largeur de bande. R_3 détermine cette largeur.

11.9). La fréquence centrale est réglée par la résistance R2. La largeur de bande Δw n'est pas proportionnelle à R2 ni le gain, donc le déplacement de la fréquence centrale par R2 se fera à largeur de bande et à gain constants.

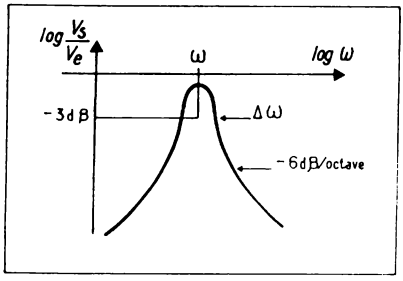


Fig. 11.9. — Courbe de réponse d'un filtre passe-bande à surtension élevée. En dehors de la bande, l'asymptote est à 6 dB par octave.

11.4. Filtre réjecteur de fréquence

Ce filtre est utilisé quand on veut éliminer une certaine bande de fréquence (filtre à bande large) ou une certaine fréquence (filtre à bande étroite). Le meilleur réseau est le filtre en T ; selon la largeur de la bande à supprimer le filtre se composera de 2 à 3 cellules (fig. 11.10 et 11.13).

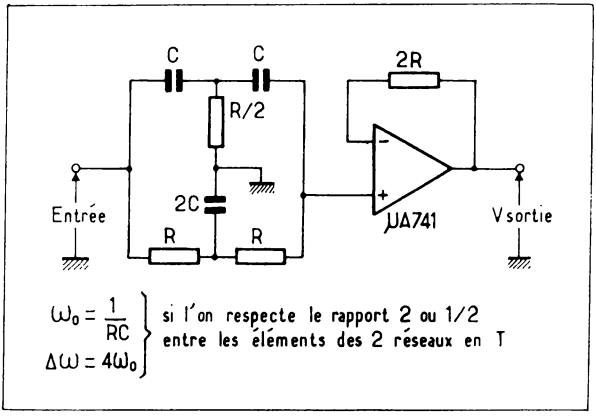


Fig. 11.10. — Filtre réjecteur à bande large. Les réseaux en T sont accordés sur la fréquence centrale de la bande. Le coefficient de surtension est de 0,25. Pour modifier cette valeur, donc la largeur de la bande réjectée, il faut modifier la structure du réseau en elle-même. En plaçant en parallèle sur la résistance de contre-réaction de l'amplificateur un condensateur de valeur C/2, on obtient un coefficient de surtension égal à 0,5.

Normalement le point commun R1C1 est relié à la masse, mais ici, étant donné les impédances, il peut être relié à la sortie de l'amplificateur suiveur sans perturber les performances du filtre. Si l'on veut une sélectivité variable, on prélèvera une fraction de la tension de sortie et on la transmettra à travers

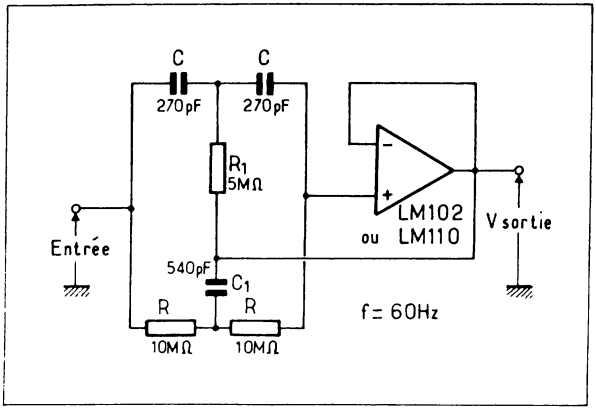


Fig. 11.11. — Filtre réjecteur 60 Hz. Grâce à l'impédance d'entrée élevée du LM 102 ou LM 110, on peut utiliser des résistances de forte valeur associées à des capacités faibles.

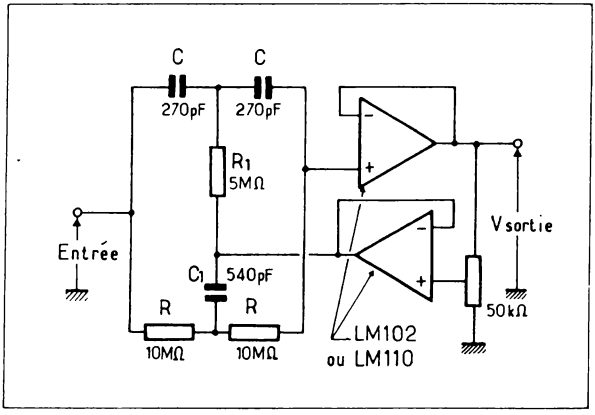


Fig. 11.12. — Filtre réjecteur de fréquence à sélectivité variable. Plus la fraction de tension sera faible, plus la bande sera large. Si on applique la totalité de la tension, on aura une bande très étroite avec le maximum d'atténuation (flancs raides).

un amplificateur suiveur au point central R1, C1 du double filtre en T (fig. 11.12). La difficulté est de respecter le rapport entre les résistances et entre les condensateurs. Pour éviter tous problèmes de mise au point, il faut des résistances à 0,1 % et des condensateurs à 1 %, si possible en mica argenté ou en polycarbonate.

Le filtre à trois cellules présente une largeur de bande extrêmement réduite, quatre fois plus petite que celle d'un filtre à deux cellules et l'atténuation (ou la réjection) atteint 50 dB avec des composants bien appariés (fig. 11.13).

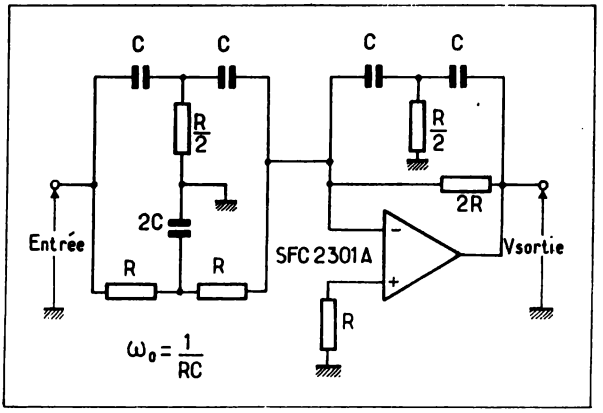


Fig. 11.13. — Filtre réjecteur de fréquence avec coefficient de surtension de 1. Ce filtre est à comparer avec celui de la figure 11.10. La bande à −3 dB est comprise entre la valeur basse 1,618 ω_0 et la valeur haute 0,618 ω_0.

Une application d'un filtre actif à un circuit de redressement double alternance permettra de réaliser un voltmètre alternatif. En effet, le premier amplificateur fonctionnera comme un redresseur et le second étage est un filtre actif qui donnera la valeur moyenne du signal d'entrée alternatif (fig. 11.14).

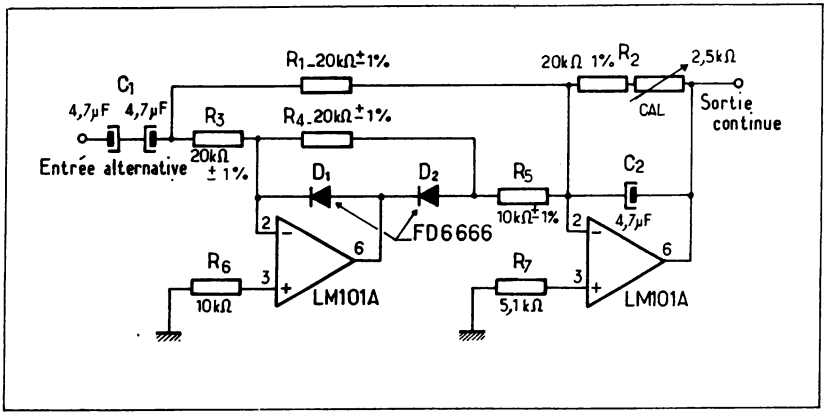


Fig. 11.14. — Voltmètre alternatif mesurant une valeur efficace. Il suffit d'un redresseur double alternance suivi d'un intégrateur. Pour l'alternance négative, la sortie du premier amplificateur est écrêtée à +0,7 V par la diode D_1 et déconnectée de l'entrée du second amplificateur par la diode D_2. Cet amplificateur travaille comme un inverseur de gain égal à $-R_2/R_1$. L'alternance négative d'entrée se retrouve en alternance positive à la sortie de cet amplificateur. Pour l'alternance positive, le premier amplificateur fonctionne normalement et est relié au second par la diode D_2 et R_5. Son gain est égal à $-R_5/R_3$. Un courant positif arrive au point de sommation à travers R_1, un courant négatif à travers R_5. La sommation se fait dans le rapport des résistances R_5/R_1 (ici égal à 1/2). La constante de temps R_2C_2 sera choisie pour être beaucoup plus grande que la période maximale du signal d'entrée.

CHAPITRE 12

APPLICATIONS AUX ALIMENTATIONS

12.1. Redressement demi-alternance

La première partie d'une alimentation peut être le redressement du signal alternatif. Avec un amplificateur opérationnel, on atteint la précision de travail demandée en général pour les convertisseurs AC/DC. La figure 12.1 en donne un exemple.

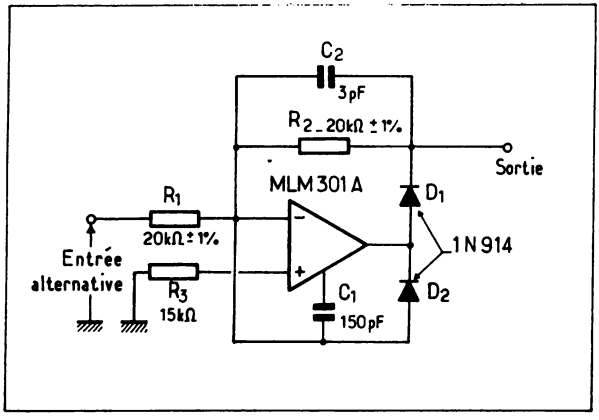


Fig. 12.1. — Redresseur mono-alternance. Pour une alternance négative, la diode D_1 conduit et le gain de boucle est $-R_2/R_1$. Pour une alternance positive, la diode D_1 est bloquée et la diode D_2 ramène la tension de sortie à $-0{,}7$ V pour éviter la saturation. L'amplificateur MLM 301 A est compensé avec avance de phase, ce qui autorise un fonctionnement jusqu'à 100 kHz à l'entrée.

12.2. Convertisseur alternatif-continu

La figure 12.2 montre un convertisseur alternatif-continu. La tension de sortie est égale à :

$$V_{sortie} = R_7 \left[\frac{V_1}{R_3} - \frac{V_1}{R_5} \right]$$

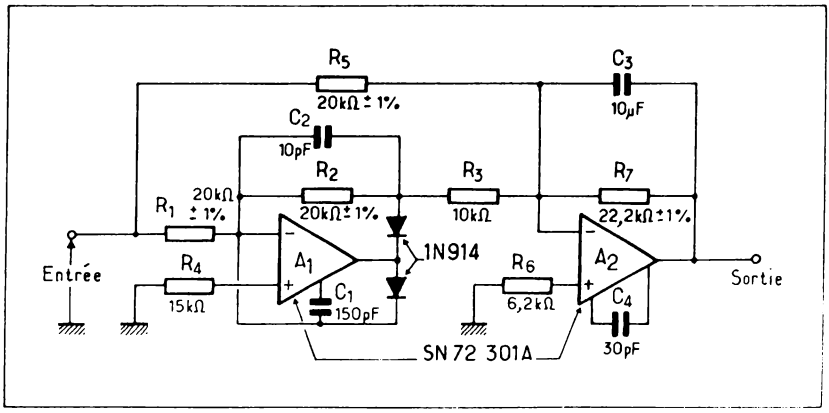


Fig. 12.2. — Convertisseur alternatif-continu. En ajoutant un second amplificateur au montage redresseur mono-alternance, nous obtenons un redresseur double-alternance. Le condensateur C_3 transforme l'amplificateur A_2 qui est un sommateur inverseur en intégrateur sommateur. Ainsi la tension de sortie de A_2 est égale à la valeur moyenne de la tension d'entrée. La précision de conversion est de 1 % jusqu'à 100 kHz, et l'ondulation est de 1 % à 20 Hz.

avec les valeurs données, on a :

$$V_{sortie} = V_1 \times \frac{R_7}{R_5}$$

La constante de temps R_7C_3 doit être beaucoup plus grande que la période maximale du signal d'entrée. Avec les valeurs indiquées, on obtient 2 secondes. Ce convertisseur a de bonnes performances entre 20 Hz et 100 kHz.

12.3. Alimentation de puissance

Une alimentation double, c'est-à-dire qui délivre une tension positive et une tension négative, peut être réalisée avec deux références (une pour chaque source de tension). L'inconvénient réside dans le fait que les variations ne sont pas complémentaires et que, si l'on veut alimenter des amplificateurs opérationnels en éliminant les parasites de mode commun, on peut construire l'alimentation double avec une seule référence, c'est-à-dire que l'alimentation négative est accrochée à la source positive.

Dans le schéma de la figure 12.3, les amplificateurs sont alimentés à partir de la source non régulée. L'amplificateur A_1 effectue la comparaison entre la tension de référence élaborée par D_2 et une fraction de la tension de sortie réglée par R_4. La tension régulée positive est appliquée à l'amplificateur A_2 monté en inverseur de gain 1 ($R_6 = R_7$). Avec une source non régulée de + et − 40 V, la tension de sortie régulée est réglable de ± 5 à ± 35 V.

Autre principe pour réaliser une alimentation avec des amplificateurs opérationnels : utiliser la chute de tension aux bornes d'une résistance de pré-

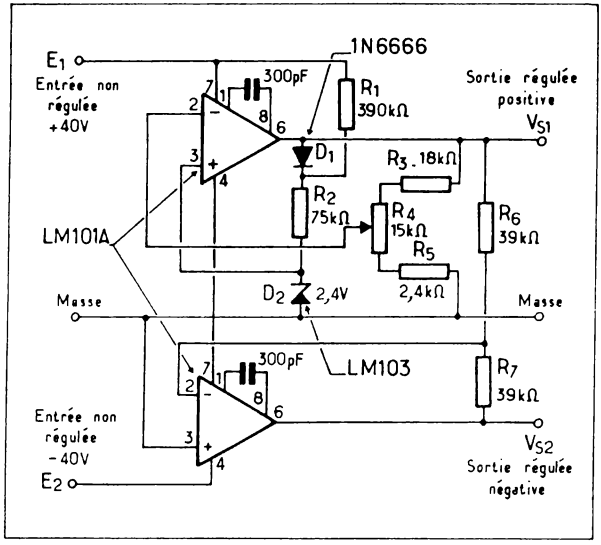


Fig. 12.3. — Alimentation régulée délivrant deux tensions de signe opposé, avec référence commune. Une tension positive non-régulée est appliquée comme alimentation d'un amplificateur opérationnel. Celui-ci compare une fraction du signal de sortie à une référence. Du fait du branchement de la référence sur l'entrée non-inverseuse, la tension de sortie change de telle sorte que la tension d'entrée (différence entre référence et fraction de la sortie) soit réduite. L'astuce est d'élaborer la tension régulée négative en prenant comme référence de tension, la tension de sortie régulée positive. Ainsi, on élimine les signaux de mode commun qui prennent source dans les alimentations.

cision due à un courant fourni par une source de référence calibrée.

Dans le cas représenté dans l'ensemble des figures 12.5 et 12.6, le courant traversant les résistances R_6 ou R_{12} est ajusté à 1 mA en réglant la valeur de la résistance du circuit émetteur de Q_1 (ou Q_3). La sensibilité est de 1 V/1 000 Ω. Ainsi, on a une tension de sortie positive pouvant varier de +2 à 38 V, une tension de sortie négative pouvant aller de −38 V à 0. En utilisant des amplificateurs opérationnels protégés contre les courts-circuits et ayant des circuits de limitation en courant, on a des alimentations qui sont automatiquement protégées.

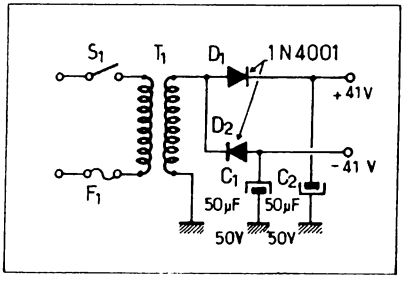


Fig. 12.4. — Alimentation programmable. Partie redressement. A partir du secteur, on élabore deux tensions +41 volts et −41 V non régulées.

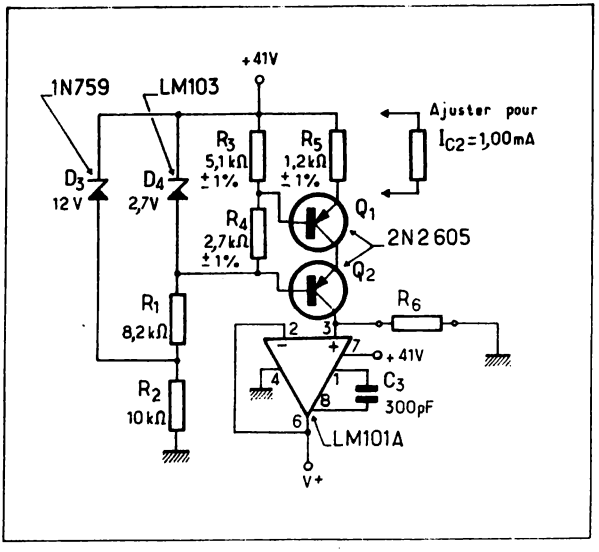


Fig. 12.5. — Alimentation programmable. Source positive. L'amplificateur LM 101 A est monté en suiveur de tension, dont l'entrée est alimentée par la chute de tension aux bornes d'une résistance de référence d'une source de courant de précision. La sensibilité est de 1 V/1 000 Ω pour R_6. On ajustera R_5 pour obtenir un courant collecteur de Q_2 égal à 1 mA.

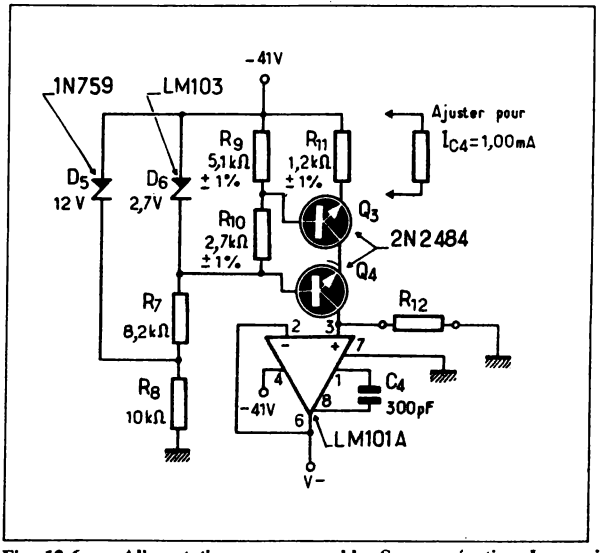


Fig. 12.6. — Alimentation programmable. Source négative. La sensibilité est de 1 V/1 000 Ω pour R_{12}. On ajustera R_{11} pour obtenir un courant collecteur de Q_4 égal à 1 mA.

La puissance de sortie est fonction du courant maximum de l'amplificateur. Si l'on prend un amplificateur de puissance du type TDB 0791, on dispose d'un courant de sortie de 1 A avec protection totale.

12.4. Réaliser une alimentation de laboratoire

Il faut se fixer certains principes de conception, car ces alimentations sont utilisées parfois sans précautions. Le courant maximum disponible devra être contrôlé pour protéger l'alimentation contre les courts-circuits extérieurs et pour protéger les circuits alimentés contre un débit exagéré qui les détruirait.

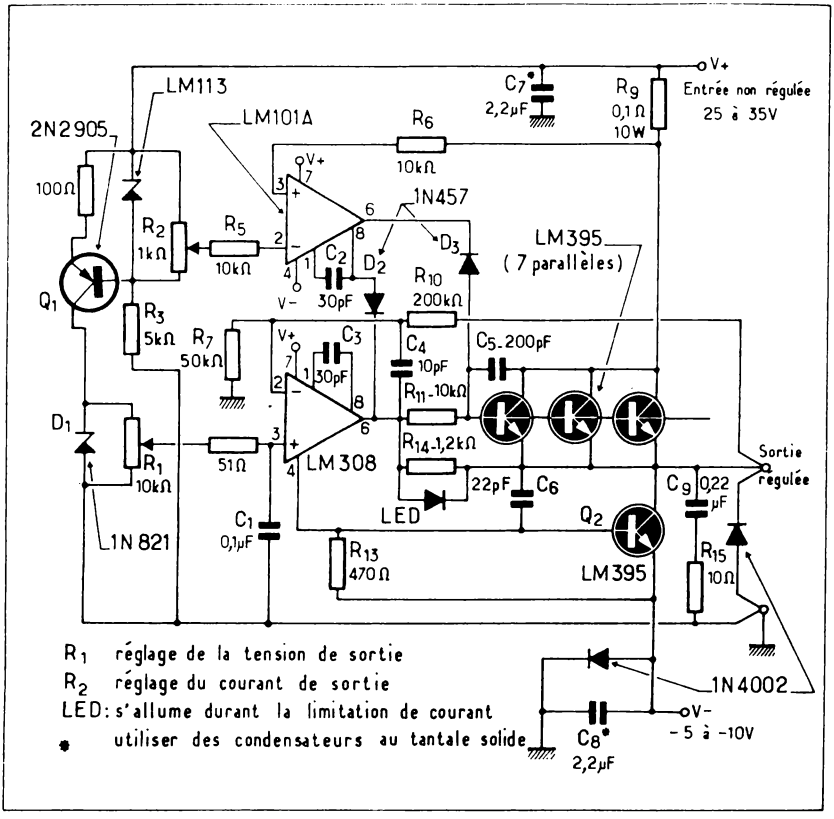


Fig. 12.7. — Alimentation de laboratoire. Tension de sortie réglable jusqu'à 25 V. Courant de sortie réglable jusqu'à 10 A. Cette alimentation peut travailler à tension constante ou à courant constant. L'emploi de transistors de puissance possédant une protection thermique intégrée rend cette alimentation très fiable, car cette protection est très efficace. Ce qui impose une construction très soignée surtout du point de vue thermique. De plus, ils simplifient la définition des circuits de protection. Avec seulement deux amplificateurs opérationnels, on effectue les circuits de contrôle de la tension et du courant de sortie.

Dans les alimentations courantes, il existe un condensateur de filtrage en sortie qui est capable, en se déchargant, de fournir plusieurs fois le courant crête de l'alimentation dans la charge.

L'emploi de transistor LM 395 simplifie beaucoup la conception de l'alimentation, puisque ce transistor a une limitation de courant à 2 A, il est protégé thermiquement, il a un grand gain (en effet, un courant de 10 μA permet de le faire conduire). On utilisera un amplificateur pour le contrôle de tension, et un autre pour le contrôle du courant (fig. 12.7).

Fonctionnement en tension constante

La tension de référence est fixée par la diode Zener D_1 ; une fraction de cette tension est appliquée sur l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur LM 308 A à travers le potentiomètre R_1 et un filtre haute fréquence. La sortie de l'amplificateur attaque 7 transistors LM 395 montés en parallèle, ce qui permet d'atteindre un débit de 10 A. La boucle de contre-réaction est composée des résistances R_{10} et R_7 : le gain du LM 308 A est de 5.

La compensation en fréquence de la boucle est assurée par le condensateur C_4, celle de l'amplificateur par C_3. Un transistor LM 395 est placé dans le circuit d'alimentation négative de l'amplificateur pour que l'alimentation réponde à des charges capacitives.

Fonctionnement en courant constant

Le courant de sortie est détecté dans la résistance R_9 et comparé avec la tension prélevée par le potentiomètre R_2 placé aux bornes de la diode de référence LM 113. La tension peut aller de 0 à 1,2 V et le courant de sortie pourra varier de 0 à 12 A. Quand le courant de sortie est inférieur au niveau affiché, l'amplificateur LM 301 A a une tension de sortie positive, la diode D_3 est bloquée : seul l'amplificateur LM 308 A contrôle la sortie. Quand le courant de sortie augmente et dépasse le point de réglage, la sortie de l'amplificateur devient négative, la diode D_3 conduit et le courant de sortie diminue. La diode D_2 écrête la tension de sortie de l'amplificateur LM 301 A quand il ne fonctionne pas pour réduire son temps de réponse au moment où il doit entrer en fonction.

Les transistors LM 395 doivent être montés sur un seul et même radiateur pour assurer une bonne répartition de la chaleur (il y a 300 W à dissiper dans le pire cas). Les condensateurs de découplage doivent être câblés assez près de ces transistors.

CHAPITRE 13

LES APPLICATIONS ET LA TECHNOLOGIE DES CIRCUITS INTEGRES

Les chapitres 3 et 4 ont décrit les performances en courant continu et en fréquence de l'amplificateur opérationnel. En se reportant au tableau 1 du premier chapitre, il est facile de voir que les sources d'erreur qui ont été définies, mises en équation, perturbent certaines applications. Par exemple, une exigence de précision signifiera la recherche d'un opérateur, d'un amplificateur opérationnel avec un courant d'entrée faible et une dérive réduite. Une application avec des signaux à haute fréquence exigera une grande bande passante, une vitesse de montée élevée.

A côté des solutions « schéma » qui sont basées sur la mise en équation de l'erreur introduite, et qui permettent de s'affranchir plus ou moins de ces sources d'erreur (équilibrage des résistances d'entrée, réseau de mise à zéro du décalage, réseau de compression en fréquence avec ou sans avance de phase), les fabricants ont mis au point des technologies qui permettent de repousser la source d'erreur à une valeur qui sera admissible, plus compatible avec les performances attendues.

Après avoir étudié les montages de base universels et une très grande variété d'applications, nous allons dresser un tableau de la technologie circuits intégrés pour amplificateur opérationnel.

13.1. LES ÉTAGES D'ENTRÉE

L'analyse démontre que les erreurs « courant continu » (tension et courant de décalage, courant d'entrée et sa dérive) sont liées à l'étage d'entrée. Il y a principalement deux techniques :

— utiliser des transistors bipolaires

— utiliser des transistors à effet de champ.

13.1.1. Étage d'entrée à transistors bipolaires

Pour les transistors bipolaires, il faudra choisir un transistor à gain très grand (par exemple 5000) pour que le courant de polarisation soit faible (1 nA).

C'est le cas des amplificateurs type 108. L'emploi de ces transistors en étage Darlington va permettre de réduire encore cette valeur (25 pA). Le courant de décalage à l'entrée passe de 50 pA à 500 fA (cf NDE) (fig. 13.1).

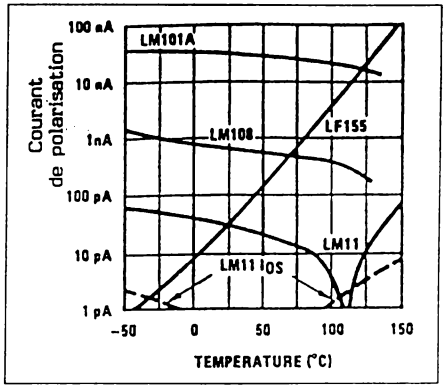


Fig. 13.1. — En fonction des technologies utilisées pour réaliser les transistors d'entrée, bipolaires ou à effet de champ, le courant de polarisation diminue si on compare les valeurs mesurées à 25 °C. Transistors bipolaires standard utilisés dans le modèle LM 101A ; transistors super gain utilisés dans les amplificateurs type LM 108 et LM 11. Transistors à effet de champ pour le modèle LF 155. En température, il est facile de voir la mauvaise performance du LF 155.

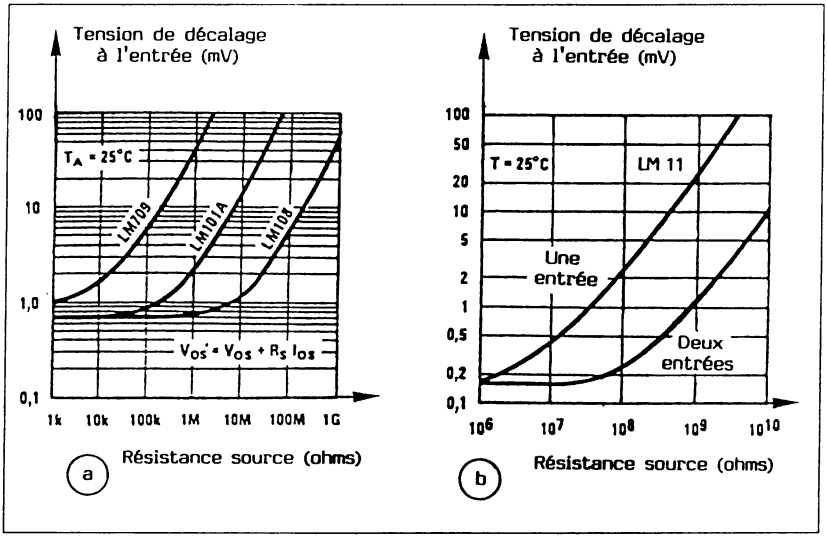


Fig. 13.2. — La tension de décalage à l'entrée est proportionnelle à la résistance de source reliée à l'amplificateur. Selon les modèles d'amplificateurs, le courant de décalage sera plus ou moins faible. S'il est réduit comme dans le cas des amplificateurs à transistors bipolaires super-gain, la résistance de source pourra être de valeur élevée sans introduire une erreur importante.

NDE — 1 nA (nano-ampère) = 10^{-9}A (ampère) —1 pA (pico-ampère) = 10^{-12} A (ampère). 1 fA (femto-ampère) = 10^{-15} A (ampère).

La tension de décalage à l'entrée est contrôlée au cours du processus de fabrication et l'équilibre est rétabli par ajustage laser sur la puce non découpée, sur la plaque. Ainsi la performance peut atteindre 100 μV avec une dérive de 1 μV/°C. Mais elle peut être dégradée par la valeur de la résistance de source (R2, R4 de la figure 3-4). Sur la figure 13.2 on voit que pour un amplificateur 101A la valeur maximale est 500 kΩ, pour un modèle 108 elle est de 10 MΩ, pour un modèle LM11 c'est 100 MΩ.

Il ne s'agit là que des performances à 25 °C. Examinons le problème avec les variations de température. Transistors et résistances intégrés dans l'amplificateur opérationnel ont un certain coefficient de température. Il faut donc que la source de courant (fig. 3-4 à 3-7) que l'on va utiliser pour compenser le courant de polarisation tienne compte de ces coefficients.

Il est facile de la réaliser en connectant un transistor en parallèle sur le potentiomètre. C'est mieux qu'une diode qui ne varie pas aussi rapidement avec la température que le courant de polarisation et ne tient pas compte des non-linéarités. La tension aux bornes de R2 (fig. 13.3) est pratiquement constante avec la température. La tension aux bornes de R3 a une dérive d'environ 2,2 mV/°C (sa valeur est déterminée par la valeur de R2). Tant que le courant de polarisation varie linéairement avec la température, une valeur de R2 pourra être trouvée pour réaliser une bonne compensation (fig. 13.4).

Fig. 13.3. — Pour compenser le courant de polarisation, il faut prévoir un élément extérieur à l'amplificateur qui possède un coefficient de température capable de corriger celui des éléments internes. C'est le rôle du transistor 2N 2484 en parallèle sur le potentiomètre R3 et la résistance R2.

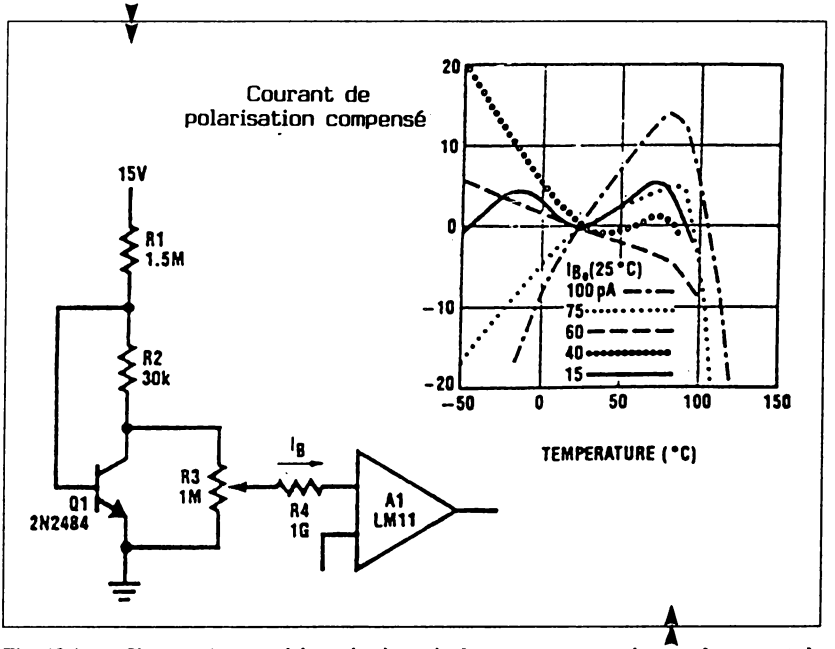


Fig. 13.4. — Cinq courbes ont été tracées à partir de mesures en température du courant de polarisation. Les valeurs à 25 °C étaient différentes ; elles allaient de 100 à 15 pA. La valeur de R2 était fixe, le réglage a été fait avec R3.

Si l'utilisateur veut aller encore plus loin vers la stabilisation, il faut s'affranchir des variations de la tension d'alimentation et donc mettre une diode Zener pour réguler la tension aux bornes du réseau de compensation transistor-potentiomètre (fig. 13.5).

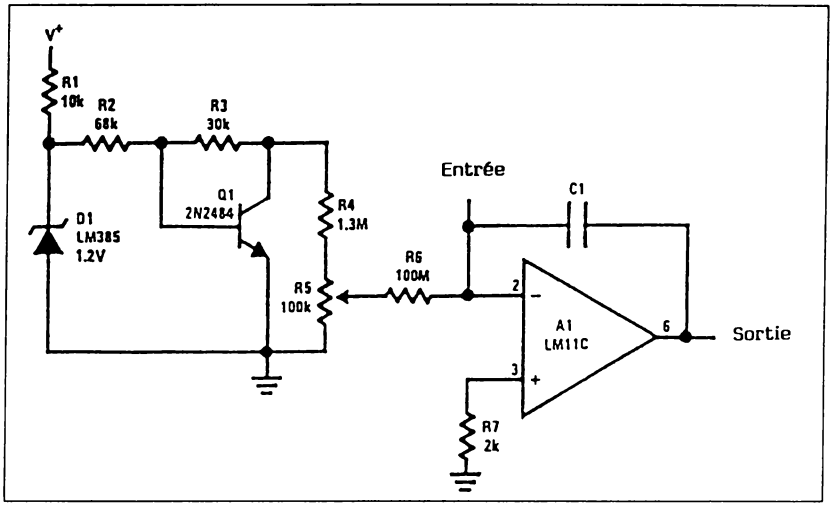


Fig. 13.5. — Pour améliorer encore la compensation du courant de polarisation, il faut s'affranchir des variations de la tension d'alimentation. Pour cela, il suffit de stabiliser la tension aux bornes du transistor par une diode Zener. Dans le montage représenté, nous avons choisi une diode de 1,2 V ; la tension aux bornes de R3 sera réduite, mais elle variera linéairement avec la température.

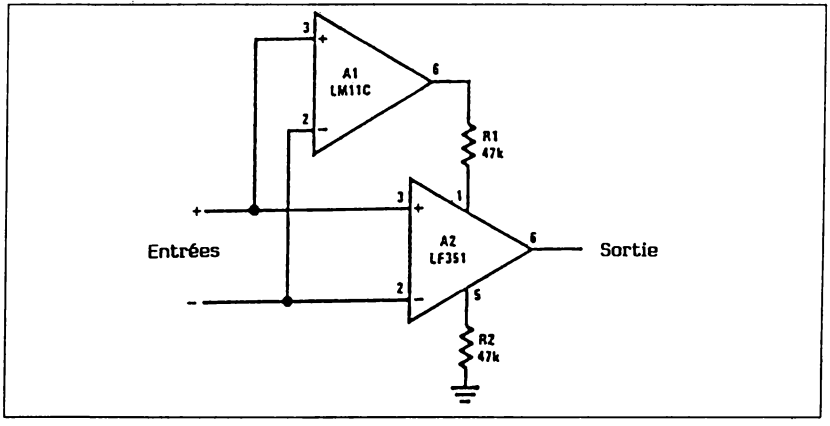


Fig. 13.6. — L'amplificateur A1 apporte sa précision à l'amplificateur rapide A2. Les deux amplificateurs ainsi associés constituent un amplificateur différentiel de grande précision et de rapidité excellente. Il peut fonctionner en inverseur ou en non inverseur parce que le temps de recouvrement en mode commun de A1 est légèrement plus rapide que celui de la boucle principale.

Avoir des étages d'entrée consommant peu de courant présente des inconvénients. La bande passante au gain unité est de 500 kHz, la vitesse de montée est de 0,3 V/μs : c'est la contre-partie du faible courant de consommation (300 μA). Les capacités parasites internes ne sont pas réduites et s'il y a moins de courant, il faut plus de temps pour les charger. Faut-il en conclure qu'un amplificateur précis en continu sera toujours un amplificateur lent ? La solution est dans le schéma de la figure 13.6.

L'amplificateur de précision va détecter la tension aux bornes d'entrée de l'amplificateur rapide et fournir une tension de correction à l'entrée de compensation de l'amplificateur rapide. Un amplificateur à courant de polarisation très faible ne dégrade pas l'ensemble quand l'amplificateur rapide est un amplificateur avec étage d'entrée à transistor à effet de champ.

L'application détaillée est donnée :

— pour l'amplificateur inverseur, figure 13.7

— pour l'amplificateur suiveur, figure 13.8.

L'amplificateur de précision est relié directement à l'entrée et alimente le circuit de compensation de l'amplificateur rapide. Celui-ci est relié à travers un condensateur et alimente la sortie. Ceci isole le circuit d'entrée du courant de fuite du transistor à effet de champ.

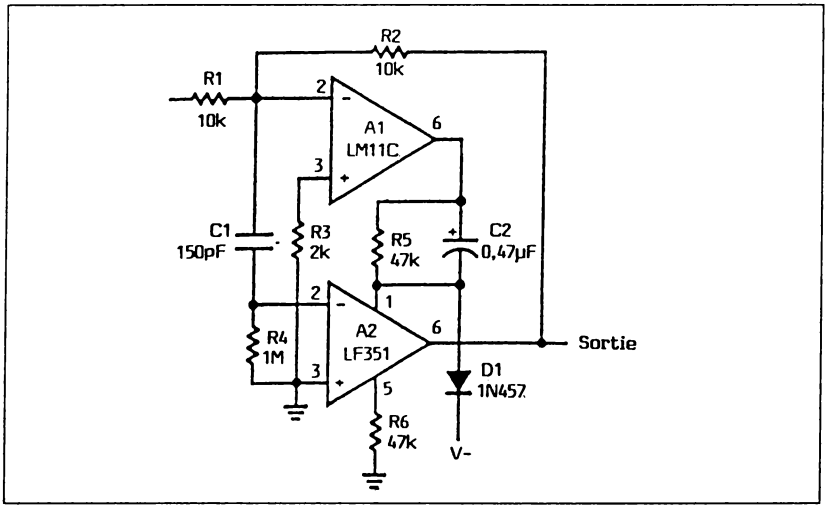


Fig. 13.7. — Si l'on veut travailler avec un amplificateur inverseur, on peut associer l'amplificateur de précision A1 (LM 11) à l'amplificateur rapide en optimisant certains paramètres. Si le courant de repos dans le circuit de compensation de l'amplificateur A2 dépasse les possibilités de l'amplificateur A1, un couplage différentiel sera utilisé : la capacité C2 réduit l'amplitude alternative demandée à la sortie de A1, la diode D1 évite que A1 ne surcharge l'amplificateur rapide.

Le condensateur C1 peut poser des problèmes en cas de saturation de l'étage de sortie. Sa valeur sera faible, mais pas trop, sinon des erreurs en continu vont apparaître. Car si on relie directement l'amplificateur rapide à l'entrée, on améliore la tension de décalage, mais pas le courant de polarisation.

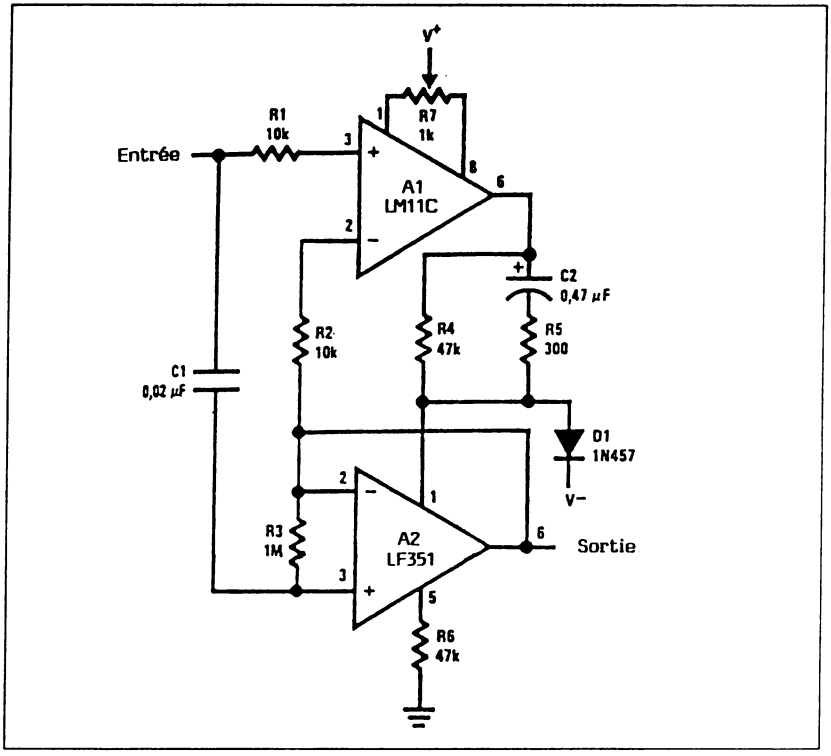


Fig. 13.8. — Pour un montage en suiveur, le même schéma que celui de la figure 13.7 est utilisé : la résistance R5 en série avec le condensateur C2 a été ajoutée pour éliminer certaines pointes dans la réponse impulsionnelle. La limite d'utilisation est donnée par les valeurs de fonctionnement en mode commun.

Avec le montage non-inverseur, une limitation de la fréquence de récurrence du signal d'entrée ±10 V d'amplitude sera trouvée vers 10 kHz. Ceci est dû aux transistors à effet de champ. Donc on peut remplacer l'amplificateur rapide par un modèle ayant des transistors bipolaires à l'entrée (style 118), ou par un autre très rapide (500 V/µs).

Il faudra prendre des précautions au niveau du câblage, car il faut manipuler les pico-ampères avec soin. Sur le circuit imprimé, un anneau de garde protégera les entrées (fig. 13.9). Cet anneau présent sur chaque face du circuit imprimé sera relié à un point ayant le même potentiel que les entrées à travers une impédance suffisamment faible pour absorber les fuites sans introduire d'erreur de décalage supplémentaire.

Pour relier la source de signal à l'entrée de l'amplificateur, il est inévitable d'utiliser un câble blindé. Où relier le blindage ? Dans le cas d'un montage inverseur, on utilisera le point nodal comme masse virtuelle pour relier le blindage du câble. Pour maintenir la stabilité en fréquence du montage, une petite capacité placée dans la boucle de contre-réaction compensera la capacité

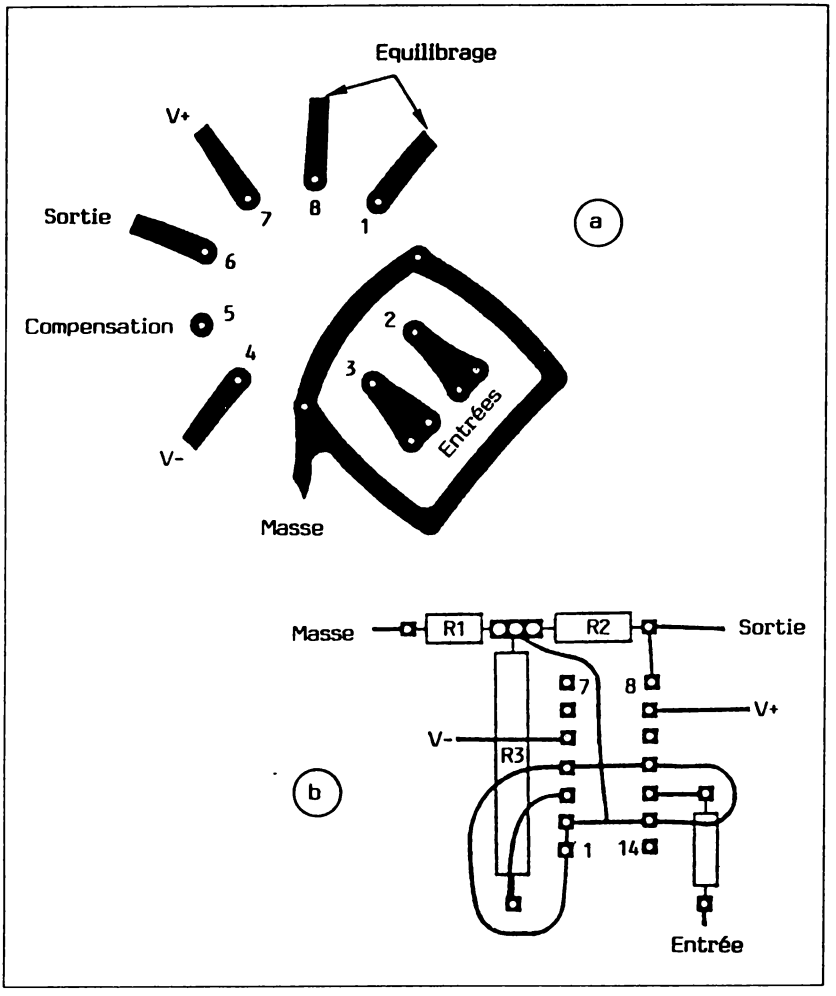


Fig. 13.9. — Avec les amplificateurs à très faible courant d'entrée, il faut prendre des précautions dans le câblage des connexions pour éviter de favoriser des courants parasites qui peuvent être de même grandeur que celui de l'amplificateur. La figure 9a indique le dessin du circuit imprimé pour un boîtier TO 99 ; la figure 9b pour un boîtier TO 116. Les lignes de cuivre sont à prévoir sur les deux faces du circuit imprimé.

du câble (fig. 13.10). Dans le cas du montage suiveur, le blindage sera relié à l'entrée inverseuse de l'amplificateur. Une capacité de compensation sera placée entre l'entrée non inverseuse et la masse. Les phénomènes parasites introduits par le câble (capacité, fuite, tension de bruit) seront réduits (fig. 13.11).

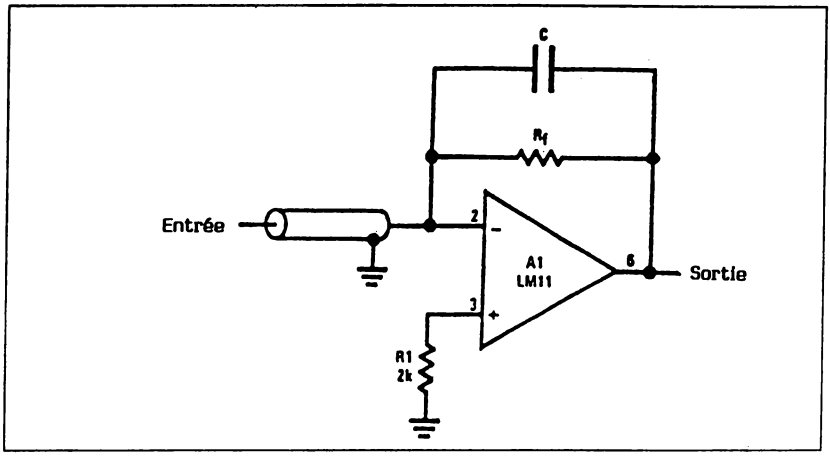


Fig. 13.10. — Dans le cas de l'utilisation d'un câble blindé pour relier le générateur d'entrée, le capteur ou la source à la borne d'entrée de l'amplificateur très faible courant, il faut relier le blindage de ce câble au bon endroit pour que le câble ait toute son efficacité. Pour un amplificateur de sommation, le blindage sera relié à la masse virtuelle que représente le point nodal.

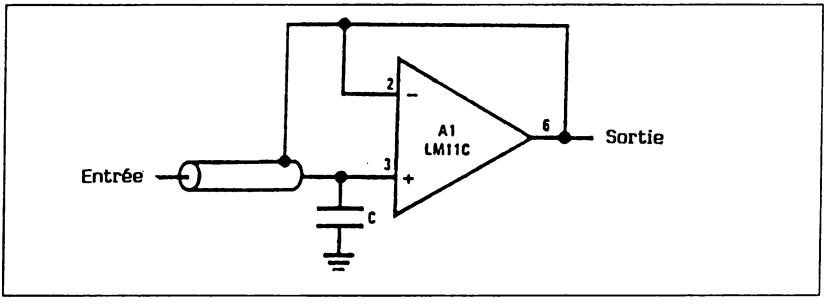


Fig. 13.11. — Pour le montage en suiveur, le blindage sera relié à l'entrée inverseuse et la capacité rapportée sera compensée par un condensateur branché entre l'entrée non inverseuse et la masse.

13.1.2. Étage d'entrée à transistor à effet de champ

L'autre technique pour les étages d'entrée est d'utiliser des transistors à effet de champ intégrés avec le circuit bipolaire, ou alors assemblés en technique hybride avec un circuit intégré bipolaire. Les transistors à effet de champ présentent un courant d'entrée à 25 °C beaucoup plus faible que celui des transistors bipolaires : 1 pA au lieu de 50 pA. Mais en température, le comportement n'est pas semblable. Le courant du transistor à effet de champ diminue à

froid et augmente à chaud ; pour le transistor bipolaire, c'est l'inverse : il croît à froid, et décroît à chaud. Si on compare les valeurs de courant à +125 °C par exemple, elles sont presque équivalentes (fig. 13.12).

La performance en bruit est meilleure avec les transistors à effet de champ quand on utilise des impédances de source élevées. La tension de bruit appliquée à l'entrée de l'amplificateur comprend 3 éléments :

— le bruit propre de l'amplificateur,
— la tension bruit développée aux bornes de la résistance de source par le passage du courant de bruit,
— le bruit thermique propre de la résistance de source (fig. 13.13).

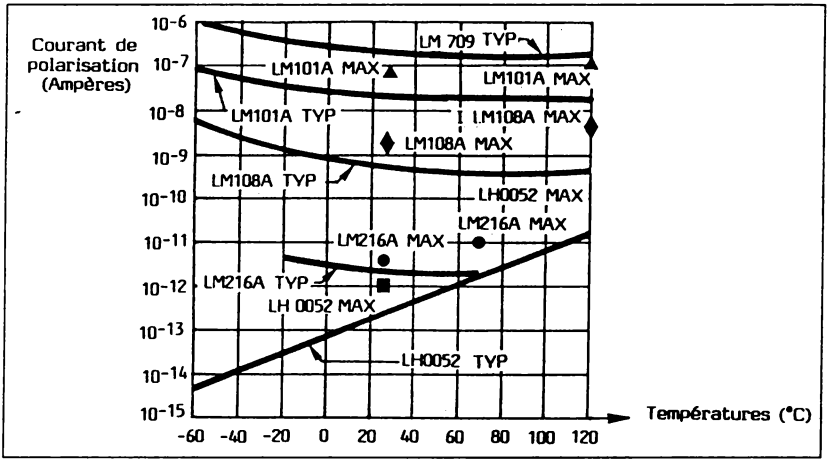


Fig. 13.12. — Les courbes de variation du courant de polarisation en fonction de la température sont tracées pour différents modèles d'amplificateur avec des technologies distinctes ; le LH 0052 est un modèle avec transistor à effet de champ, tous les autres utilisent des transistors bipolaires standard (709, 101A) ou super-gain (108A, 216A).

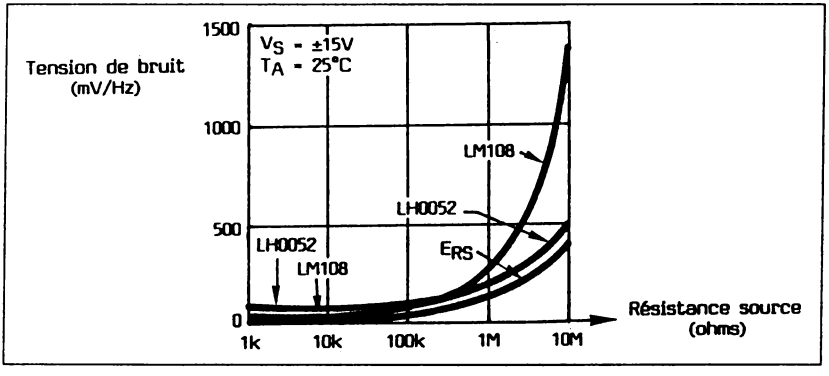


Fig. 13.13. — Les performances en tension de bruit sont meilleures pour les amplificateurs avec transistors à effet de champ quand la résistance de source est élevée (supérieure à 150 kohms).

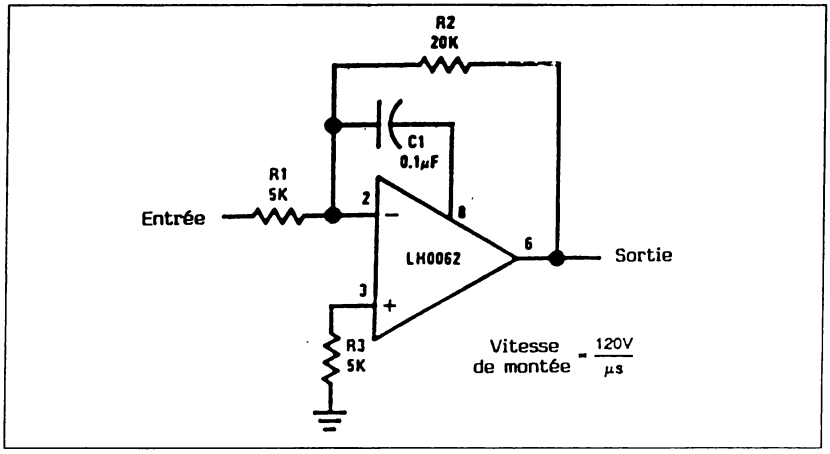


Fig. 13.14. — Les transistors à effet de champ ne sont pas des obstacles aux bonnes performances H.F. En utilisant des réseaux de compensation en fréquence adéquats, on peut obtenir une vitesse de montée de 120 V/μs pour un montage inverseur.

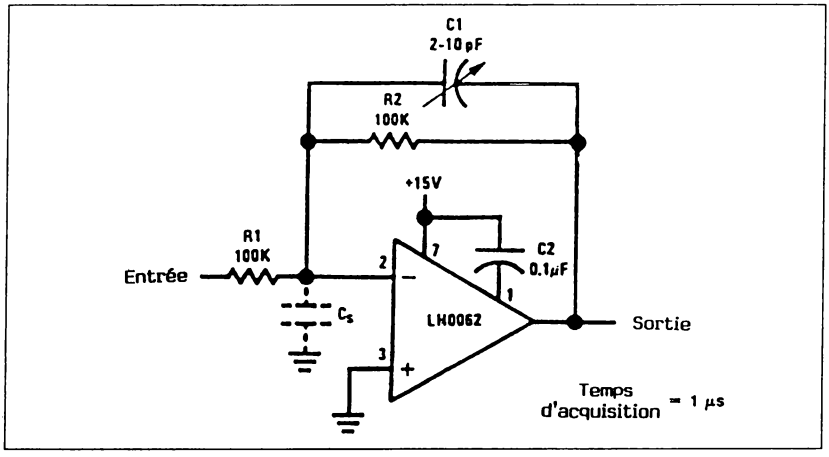


Fig. 13.15. — Autre réseau de compensation avec avance de phase pour obtenir un temps d'acquisition inférieure à 1 μs à 0,1 % pour un échelon de 20 V à l'entrée. La capacité C_1 doit compenser l'effet parasite du câblage, y compris celle du circuit imprimé.

La règle pratique serait d'utiliser l'amplificateur avec transistor à effet de champ quand la résistance de source est plus grande que 150 kΩ.

Les problèmes de tension de décalage à l'entrée sont identiques à ceux de tous les amplificateurs opérationnels. Les solutions décrites dans le chapitre 3 paragraphe 3.3.2 sont applicables.

La limite de performance en vitesse de montée et en bande passante peut être comparée à celle des amplificateurs à transistors bipolaires. Le modèle LM 118 a une vitesse de montée typique de 70 V/μs et une bande passante de 15 MHz ; le modèle LH 0062 a les mêmes performances dynamiques mais un courant d'entrée 10 000 fois plus faible. Les techniques de compensation décrites au paragraphe 4.5 s'appliquent également à ce genre d'amplificateur.

La figure 13.14 donne le réseau pour un montage inverseur, où la vitesse de montée est maximale (120 V/μs) ; la figure 13.15 s'applique aussi à un montage inverseur, mais c'est le temps d'acquisition qui a été optimisé (1 μs).

13.2. LES ÉTAGES DE SORTIE

L'amplificateur opérationnel délivre, habituellement, un courant faible en sortie : ceci satisfait la plus grande majorité des applications. La crainte de voir une dégradation des performances continues d'entrée ou une instabilité de fonctionnement provoquées par un échauffement excessif ou des variations de températures jonction liés au courant de sortie élevé retardait l'apparition d'amplificateur opérationnel de puissance.

Intégrer des transistors ayant une tension V_{CEO} 90 à 110 volts nécessite le développement d'un modèle avec une base de grande dimension. (Les transistors couramment employés ont une tension V_{CEO} de 50 à 70 V). L'étage de sortie sera réalisé à partir de montage en cascode : base commune plus émetteur commun. Un amplificateur comme le LM 143 peut être alimenté à partir d'une source $\pm$40 volts maximum ; il peut développer une tension de $\pm$37 volts aux bornes d'une charge de 2 kΩ.

Un bon exemple d'utilisation de ces caractéristiques est celui du montage avec charge flottante (fig. 13.16).

L'amplitude du signal de sortie sur une charge de 10 kΩ est de 130 volts crête à crête.

Gain du montage : 1+R2/R1

Tension de sortie =V1—V2=V1—(V1)=2V1

si V1=65 volts crête à crête

2V1=130 volts crête à crête

L'utilisation d'étage de puissance complémentaire exige certaines précautions pour éviter une destruction du circuit intégré par une tension de polarité inverse, un courant excessif, une température jonction élevée. C'est le cas des applications dans des alimentations régulées, les amplificateurs audio-fréquence (charge selfique).

Le développement des techniques tant au niveau des processus technologiques que des architectures de schéma, a permis de mettre sur le marché un amplificateur opérationnel ayant des performances d'entrée excellentes (courant d'entrée typique 50 pA) et de sortie étonnantes (dynamique $\pm$11 volts sur 5 ohms) sans perdre en fréquence (300 kHz au gain unité à pleine charge grands signaux) : c'est le modèle LH 0101. Le problème que doit résoudre l'utilisateur est celui de la puissance à dissiper. Le boîtier est un boîtier de puissance et les précautions d'emploi sont les mêmes que celles requises pour les transistors de puissance.

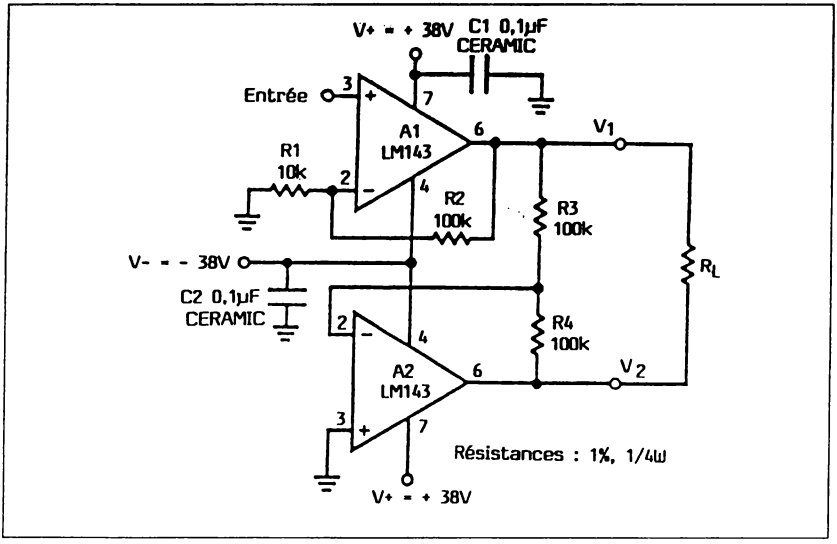


Fig. 13.16. — Les utilisations demandant de la puissance en sortie d'amplificateur opérationnel sont accessibles avec des circuits intégrés. Le modèle d'amplificateur indiqué sur la figure permet d'alimenter une charge de 2 kohms sous 130 volts crête à crête. Les tensions d'alimentation sont +40 V et —40 V maximum.

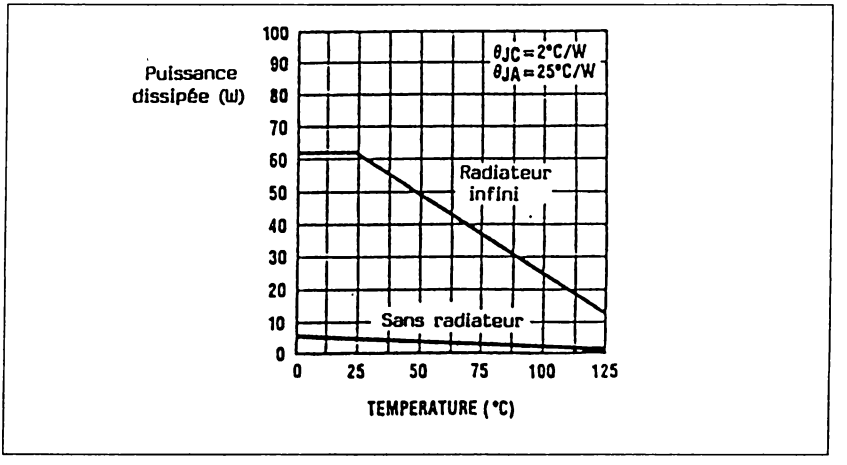


Fig. 13.17. — La question importante à se poser dans les applications de puissance est celle de la puissance dissipée possible en fonction de la température et de la puce circuit intégré. Cette courbe indique la valeur de la puissance dissipée avec radiateur infini (cas idéal, car il y a toujours une résistance thermique qui limite la radiance) ou sans radiateur. La température indiquée est celle de l'ambiance.

Le premier élément à calculer est la puissance dissipée au repos P_Q c'est-à-dire sans charge connectée à la sortie. Le second est la puissance dissipée par les transistors de sortie quand la charge est reliée. Cette puissance est égale à :

$P_O=(V_S-V_O)I_L$

avec V_S=tension d'alimentation

V_O=tension de sortie

I_L=courant maximum dans la charge.

La puissance à dissiper est égale à :

$P_{DISS}=P_Q+P_O$

Ensuite il faut déterminer la température ambiante maximale de fonctionnement. Il reste à vérifier que l'on respecte bien les données de la courbe de réduction de puissance en fonction de la température (fig. 13.17).

Cette courbe est définie par l'équation :

$$P_{DISS} = \frac{T_j(max)-T_A(max)}{R_{jc}+R_{\theta cs}+R_{\theta ca}}$$

T_{jmax} = température jonction maximale autorisée par le fabricant : 150 °C

T_{Amax} = température ambiante maximale à laquelle le circuit doit fonctionner

R_{jc} = résistance thermique jonction boîtier par exemple 2,5 °C/W

$R_{\theta cs}$ = résistance thermique boîtier/radiateur (feuille de mica pour isoler électriquement le boîtier du radiateur 1,3 °C/W)

$R_{\theta ca}$ = Résistance thermique boîtier/ambiante

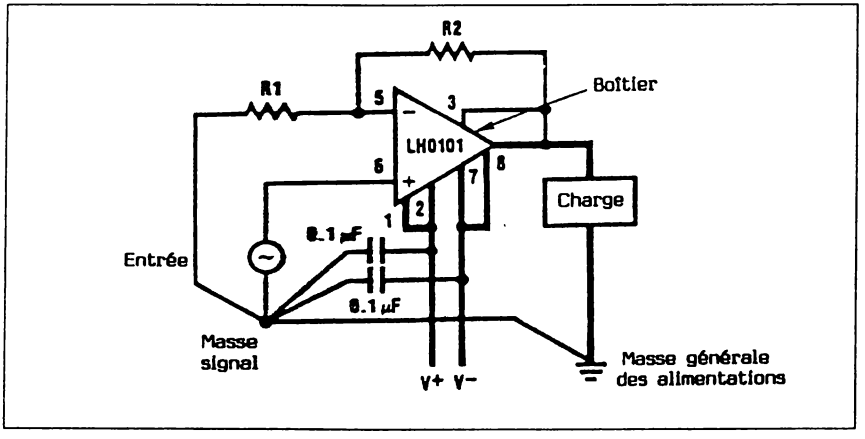


Fig. 13.18. — Le schéma indique les chemins critiques du courant qui va traverser l'amplificateur et la charge ; il faudra renforcer les dimensions des pistes de cuivre du circuit imprimé pour éviter tout problème d'erreur de tension ramenée à l'entrée de l'amplificateur (masse signal, masse des alimentations, masse mécanique) et d'échauffement excessif du cuivre.

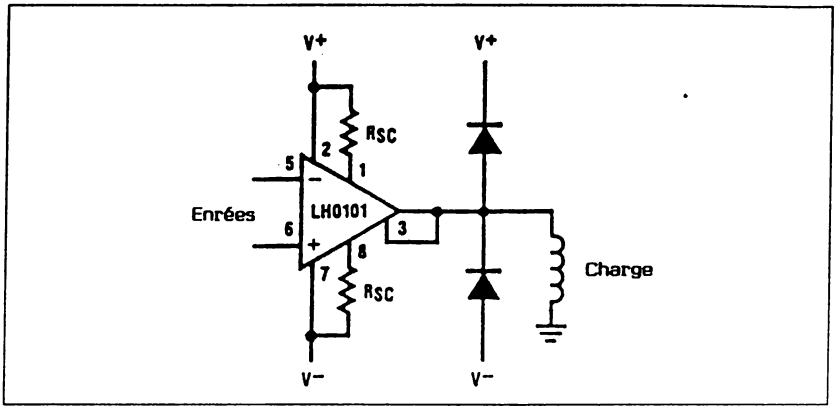


Fig. 13.19. — Autre précaution à prendre en cas de retour d'énergie sur une charge inductive. Un courant important sous forme de décharge peut chercher à s'écouler à travers l'étage de sortie de l'amplificateur. D'où les diodes de dérivation.

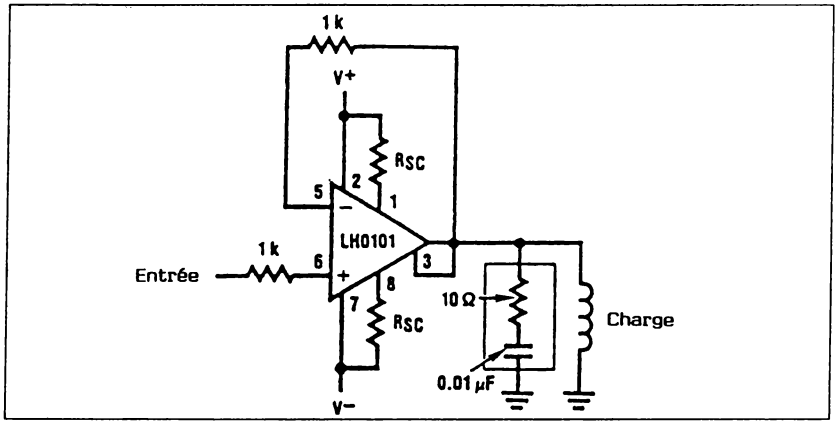


Fig. 13.20. — La charge peut former avec les éléments parasites extérieurs (résistifs et capacitifs) un circuit résonnant ayant un facteur Q élevé. Pour bloquer des oscillations dangereuses, il suffit de mettre en place un petit réseau R/C en parallèle sur la charge. Exemple : moteur pour lecture de disque qui doit fonctionner en marche avant et marche arrière.

Il est bon d'avoir une marge de 10 %. La puissance à dissiper P_{DISS} doit être inférieure ou égale au résultat de la partie droite de l'équation.

A côté de cet aspect thermique, il y a les précautions de câblage ; il faut prévoir des lignes de connexion de grande dimension pour l'alimentation positive, l'alimentation négative et le circuit de la charge. Une piste de circuit imprimé ayant une résistance de 10 mΩ et traversée par un courant de 2 Ampères crée une tension d'erreur de 20 mV : son impact peut être très important suivant l'endroit où cela se passe (fig. 13.18).

Les connexions de masse sont aussi très importantes. Elles peuvent générer des erreurs dans le circuit jusqu'à le rendre instable si les erreurs de phase sont trop grandes.

Si on recherche un amplificateur de puissance, c'est pour une application comprenant une self, un moteur. Quand la puissance est coupée au moment d'une crête de courant, un retour d'énergie de la self vers le circuit intégré peut être suffisamment fort pour le détruire. On peut le protéger avec 2 diodes comme indiqué dans la figure 13.19.

Théoriquement, une self ne provoque pas l'instabilité de la boucle d'amplification. Cependant, si le facteur Q du circuit est suffisamment grand et les capacités parasites de valeur adéquate, le circuit de charge peut entrer en oscillation. Un réseau RC en parallèle sur la charge permet de résoudre le problème. Il supprimera les pointes de courant (fig. 13.20).

13.3. CONCLUSION

Il n'a pas été question dans notre exposé des transistors CMOS. En effet, de très nombreux modèles d'amplificateurs opérationnels sont réalisés selon cette technologie. Les performances ne sont pas dans les très faibles courants d'entrée comme les modèles à transistors à effet de champ, mais dans la faible consommation. Les mêmes schémas peuvent être utilisés, les mêmes précautions sont à prendre (anneau de garde près des entrées, blindage des signaux). Chaque fois que le circuit final se trouvera être dans un équipement portatif ou fonctionnant sur pile, il y a lieu de choisir un modèle avec transistors CMOS. Les amplificateurs opérationnels d'usage général se présentent, sous trois types différents :

le type à UN AMPLIFICATEUR par boîtier,
le type à DEUX AMPLIFICATEURS par boîtier,
le type à QUATRE AMPLIFICATEURS par boîtier.

Pour les applications particulières, comme les montages de haute précision, les montages de puissance, il faut utiliser les types à UN AMPLIFICATEUR par boîtier pour pouvoir tenir les performances demandées, sans dégrader celles de l'amplificateur choisi.

Quels conseils donner pour choisir parmi les trois technologies : bipolaires, effet de champ, CMOS ? Les trois technologies sont aussi fiables et ont leur domaine privilégié.

Le CMOS est optimum pour toutes les applications où l'on demande de la faible consommation, mais où les contraintes d'environnement ne sont pas trop sévères : température réduite (85 °C), sans radiations.

Le bipolaire est optimum pour toutes les applications de puissance : tension élevée, fort courant.

L'effet de champ est excellent dans les applications à haute impédance mais à température limitée (85 °C). Il y a des exemples où l'association de deux technologies sur une même puce ou de deux modèles d'amplificateur est la solution optimale pour atteindre les performances demandées par l'équipement.

Il faut que l'utilisateur maîtrise bien les schémas de base avec les circuits de compensation en continu ou en fréquence qui sont pratiquement indépendants des technologies et qu'il connaisse les performances des techniques de circuits analogiques (limites, dérives en température).

Si demain les amplificateurs opérationnels se font en ARSENIURE DE GALLIUM en plus du silicium actuel, ce sera pour repousser plus loin une limite du silicium : la bande passante. Comment réaliser un amplificateur opérationnel (c'est-à-dire à structure différentielle à l'entrée) qui puisse avoir un gain très élevé à 10 GIGAHERTZ ? L'arséniure de gallium sert à la fabrication d'amplificateurs large bande (0,5 à 9 GHz ; 2 à 18 GHz). La technologie est là, il faut développer les schémas et toutes les techniques de mesures, d'encapsulation qui permettront de mettre à la disposition de tout un chacun ces produits de l'électronique de demain.

TABLE DES MATIÈRES

Première partie

Chapitre 1. **L'amplificateur opérationnel**
1.1. Qu'est-ce que cela signifie ? 7
1.2. Qu'est-ce que c'est ? 8
1.3. Pourquoi a-t-on des circuits intégrés ? 8
1.4. Qu'est-ce qui existe ? 9
1.5. Comment les classer ? 10
1.6. Résumé 12

Chapitre 2. **Les caractéristiques telles qu'on en parle**
2.1. Qu'y a-t-il à l'entrée de l'amplificateur opérationnel 14
2.2. Qu'est-ce qu'un montage différentiel ? 15
2.3. Là où les erreurs commencent 17
2.4. Le courant de sortie 18
2.5. La bande passante 21
2.6. Les amplificateurs compensés 23
2.7. Les alimentations 23

Chapitre 3. **Les caractéristiques. De l'idéal à la réalité**
3.1. Quel est l'amplificateur idéal ? 27
3.2. Les caractéristiques de mode commun 28
3.3. Les signaux d'erreurs à l'entrée 32
Définition de la tension de décalage à l'entrée 32
Comment s'affranchir de cette source d'erreur ? 33
Définition du courant de décalage à l'entrée 35
Comment s'affranchir de cette source d'erreur ? 36

Chapitre 4. **Les performances en fréquence**
4.1. Performances en haute fréquence de l'étage d'entrée 38
4.2. Performances en fréquence d'un amplificateur en boucle fermée 41
4.3. Erreurs en fréquence 43
4.4. Réponse en fréquence de l'étage de sortie 47
4.5. Les réseaux de compensation en fréquence 49

Chapitre 5. **Les montages de base**
5.1. Le montage inverseur 53
5.2. Le montage non-inverseur 54
5.3. La contre-réaction 55

Seconde partie

Chapitre 6. **Applications aux mesures et à l'instrumentation**
6.1. Faire varier le gain par une tension extérieure 57
6.2. Augmenter la puissance de sortie 60
6.3. Effectuer de bonnes mesures électriques 65
6.4. Les montages en pont 66
6.5. Mesurer des courants du nano-ampère à l'ampère 70
6.6. Mesurer une tension 72

Chapitre 7. **Applications aux sommes et aux différences**
7.1. Effectuer la somme de plusieurs tensions 74
7.2. Effectuer la différence de deux tensions 76
7.3. Amplificateurs suiveurs à l'entrée 80
7.4. Les montages différentiels de haute performance 80
7.5. Transposer un signal qui est référencé à la masse 83

Chapitre 8. **Applications aux opérations mathématiques**
8.1. Obtenir la dérivée d'une fonction 85
8.2. Obtenir l'intégrale d'une fonction 86
8.3. Effectuer la conversion d'un courant d'entrée variant linéairement en une tension ayant une loi de variation logarithmique 93
8.4. Réaliser la multiplication (ou la division) de deux tensions analogiques 97

Chapitre 9. **Applications en comparateur**
9.1. Détecter le passage par zéro d'une tension 101
9.2. Détecter la valeur crête d'un signal 103
9.3. Fonctions à seuil 107
9.3.1. Détecter la valeur absolue 108
9.3.2. Fonctions à seuil à plusieurs cassures 111
9.4. Comparateur avec sortie de puissance 112

Chapitre 10. **Applications aux générateurs de signaux**
10.1. Multivibrateur 114
10.2. Oscillateur sinusoïdal 115
10.3. Générateurs de signaux carrés 122
10.4. Générateurs de signaux triangulaires 125
10.5. Générateurs d'impulsions 126

Chapitre 11. **Applications aux filtres**
11.1. Filtre passe-bas 129
11.2. Filtre passe-haut 130
11.3. Filtre passe-bande 131
11.4. Filtre réjecteur de fréquence 133

Chapitre 12. **Applications aux alimentations**
12.1. Redressement demi-alternance 136
12.2. Convertisseur alternatif-continu 136
12.3. Alimentation de puissance 137
12.4. Réaliser une alimentation de laboratoire 140

Chapitre 13. **Les applications et la technologie des circuits intégrés**
13.1. Les étages d'entrée 142
13.1.1. Les étages d'entrée 142
13.1.2. Etage d'entrée à transistors à effet de champ 149
13.2. Les étages de sortie 152
13.3. Conclusion 156

Service lecteurs

(à retourner à Editions Radio, 189, rue Saint-Jacques, 75005 Paris)

Pour nous permettre de vous proposer des ouvrages toujours meilleurs, nous souhaiterions recevoir vos critiques, appréciations et suggestions sur le présent livre :

Quels sont les ouvrages (thème, sujet, niveau) que vous souhaiteriez voir publier par notre société ?

Nous vous remercions de votre confiance et de votre coopération.

Editions Radio

Je désire recevoir gratuitement et sans engagement (mettre une croix dans la case) :

☐ Votre catalogue général (Electronique professionnelle et grand public, Informatique, Hi-Fi, Vidéo)

Nom : _____ Prénom : _____

Adresse : _____

Secteur d'activité et fonction : _____

CENTRES D'INTÉRÊTS

☐ Electronique professionnelle
☐ Electronique de loisirs
☐ Vidéo
☐ Hifi, CB...
☐ Micro-informatique professionnelle
☐ Micro-informatique de loisirs
☐ Autres : .....

CH. GUILBERT
PRATIQUE
des
ANTENNES
TV-FM-RÉCEPTION-ÉMISSION
EDITIONS RADIO
OPTO
ELECTRONIQUE
LES MEILLEURS SCHÉMAS D'APPLICATIONS
2e édition
100
APPLICATIONS
VOYANTS, DÉTECTEURS
COUPLEURS, AFFICHEURS

Les applications des amplificateurs opérationnels

L'amplificateur opérationnel « idéal » n'existant que dans les calculs théoriques, il est indispensable de bien prendre en compte les conséquences des limites et des tolérances de ses caractéristiques.

L'auteur passe en revue les caractéristiques telles qu'elles sont indiquées par les fabricants. Il montre ensuite comment repousser les limites d'utilisation et étudie les principaux montages de base des amplificateurs opérationnels.

La dernière partie de l'ouvrage propose une centaine d'applications pratiques expliquées couvrant un éventail très large d'utilisations : mesures, sommes et différences, opérations mathématiques, comparateurs, générateurs de signaux, filtres.

Un livre pratique pour comprendre et bien utiliser les amplificateurs opérationnels.

9 782709 110846

ISBN 2-7091-1084-9

Code 063

EDITIONS RADIO